

# (19) 대한민국특허청 (KR) (12) 공개특허공보 (A)

(51) 。 Int. Cl. <sup>7</sup>  
H04J 11/00

(11) 공개번호 특2002 -0079489  
(43) 공개일자 2002년10월19일

(21) 출원번호 10 -2002 -0018572  
(22) 출원일자 2002년04월04일

(30) 우선권주장 JP -P -2001 -00109679 2001년04월09일 일본 (JP)  
JP -P -2001 -00203360 2001년07월04일 일본 (JP)  
JP -P -2001 -00246408 2001년08월15일 일본 (JP)  
JP -P -2001 -00319610 2001년10월17일 일본 (JP)

(71) 출원인 니폰덴신텔와 가부시키가이샤  
일본국 도쿄도 치요다쿠 오테마치 2쵸메 3반 1고

(72) 발명자 스기야마다카토시  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이  
아사이유스케  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이  
구로사키사토시  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이  
우메히라마사히로  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이  
우치다다이세이  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이  
스즈키야스오  
일본국도쿄도무사시노시미도리쵸3쵸메9 -11NTT치테크자이산센터나이

(74) 대리인 이영필  
권석흠

심사청구 : 있음

(54) OFDM신호전달 시스템, OFDM신호 송신장치 및OFDM신호 수신장치

요약

광대역 이동통신 등에 사용되는 OFDM신호전송 시스템에 있어서, 엄격한 주파수 선택성 페이딩 환경 하에서 안정된 동작을 달성해서 고품질화를 도모한다. 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 N 개의 송신안테나에서 송신하는 OFDM신호 전송시스템으로서, N 개의 송신안테나의 각각과 N 개의 수신안테나 각각 사이의 각 신호전달 경로에 있어서의 전달계

수를 성분으로 하는  $N \times N$  행렬의 역행렬을 연산하는 역행렬 연산 수단과 구해진 역행렬에 근거하여 각 신호전달 경로의 신호를 분리하는 서브캐리어 복조 수단을 구비한다.

대표도

도 1

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 제1 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 2는 제1 실시예에 있어서의 파일럿신호를 포함하는 송신 OFDM신호의 예를 도시하는 타임 차트이다.

도 3은 제2 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 4a는 단지연의 페이딩 특성 예를 도시하는 그래프이다.

도 4b는 장지연의 페이딩 특성 예를 도시하는 그래프이다.

도 5는 제3 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 6은 제4 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 7은 제5 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 8은 제6 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 9는 제7 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 10은 제8 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 11은 제9 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 12는 제10 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 13은 제10 실시예에 있어서의 파일럿신호를 포함하는 OFDM신호를 설명하는 도면이다.

도 14는 제10 실시예에 있어서의 파일럿신호의 신호 공간을 설명하는 도면이다.

도 15는 제11 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 16은 제10 및 제11 실시예에 있어서의 전달함수 역행렬 연산기의 구성 예를 도시하는 블록도이다.

도 17은 도 16에 도시되는 전달함수 역행렬 연산기에 사용되는 복소(複素)승산기의 내부 구성을 도시하는 블록도이다.

도 18은 도 16에 도시되는 전달함수 역행렬 연산기에 사용되는 복소승산기의 내부 구성을 도시하는 블록도이다.

도 19는 제12 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 20은 제12 실시예에 있어서의 파일럿신호의 구성 예를 도시하는 도면이다.

도 21은 제13 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 22는 제 14 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 23은 제 13 및 제14 실시예의 효과를 설명하는 실험 결과를 도시하는 도면이다.

도 24는 제13 및 제14 실시예의 효과를 설명하는 실험 결과를 도시하는 도면이다.

도 25는 제13 및 제14 실시예의 효과를 설명하는 실험 결과를 도시하는 도면이다.

도 26은 제15 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 27a는 제15 실시예에 있어서의 반송주파수오차추정 평균화 회로의 제1 구성 예를 도시하는 블록도이다.

도 27b는 제15 실시예에 있어서의 반송주파수오차추정 평균화 회로의 제2 구성 예를 도시하는 블록도이다.

도 28은 제15 실시예에 있어서의 반송주파수오차추정 평균화 회로의 제3 구성 예를 도시하는 블록도이다.

도 29는 제15 실시예에 있어서의 패킷 에러율 특성의 계산기 시뮬레이션에 의한 결과를 도시하는 도면이다.

도 30은 도 29를 참조해서 설명한 시뮬레이션의 성능을 표시하는 도면이다.

도 31은 제 13 실시예 또는 제14 실시예에 최대비율 합성 기술을 적용한 경우에 있어서의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 32는 도 31에 도시되는 진폭정보 계수 승산기의 상세한 구성을 도시하는 블록도이다.

도 33은 도 31에 도시되는 최대비 합성기의 상세한 구성을 도시하는 블록도이다.

도 34는 제16 실시예에 있어서의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 35는 도 34에 도시되는 다이버시티계수 연산기와 다이버시티 합성기의 구성을 도시하는 블록도이다.

도 36은 제16 실시예에 있어서의 시험 예와 도 31에 도시되는 구성에 있어서의 시험 예를 도시하는 도면이다.

도 37은 MIMO 채널에 있어서의 종래 송수신장치의 구성 예를 도시하는 블록도이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 광대역 이동체 통신 등에 있어서 사용되고 송신 신호를 서로 직교하는 서브캐리어 군으로 분할하며 멀티캐리어 전송을 행하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호전송시스템에 관한 것이다. 보다 상세하게는, 멀티패스 페이딩 환경 하에 있어서 복수의 송신안테나와 복수의 수신안테나를 이용해서 비약적인 주파수 이용 효율을 달성함과 동시에 고화질로서 대용량·고속의 신호전송을 수행하는 공간 분할 다중(SDM

: Space Division Multiplexing) 방식 또는 직교편파 분할 다중(PDM: Polarization Division Multiplexing)을 이용한 OFDM신호 전송시스템에 관한 것이다.

예컨대, 광대역 이동통신에서는 이용 가능한 주파수 대역이 제한되어 있기 때문에, 본격적인 멀티미디어에 대응하기 위해서는 고정 마이크로파 통신과 동등한 높은 주파수 이용 효율의 달성이 요구됨과 동시에 엄격한 주파수 선택성 페이딩을 극복하여 고품질 전송을 실현할 필요가 있다.

한정된 주파수 대역을 이용해서 대용량·고속의 이동통신을 실현하기 위해서 다음과 같은 방법이 제안되고 있다. 즉, 복수의 송신안테나와 복수의 수신안테나를 이용해서 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 채널을 구축하고, 송신측에서는 동일한 주파수를 이용해서 복수의 채널을 송신하며 수신측에서는 등화기와 간섭 캔슬러(canceller)에 의해서 각 채널을 분리해서 대용량을 도모한다.

송신측에서 N개의 송신안테나를 이용하고 수신측에서 M개의( $M \geq N$ )의 수신안테나를 이용할 경우에 형성되는 MIMO 레이리 페이딩 채널에 있어서는 샤논의 용량 한계는 다음 수학적식으로 도시된다.

수학적식 1

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I + \frac{\rho}{N} H \cdot H^* \right) \right]$$

여기서, H는  $M \times N$ 의 매트릭스로서 그 요소(i, j)는 i번째 송신안테나와 j번째 수신안테나 사이의 전달함수이다. 또한, I는  $M \times N$ 의 고유치 행렬,  $\rho$ 는 평균 SNR이다. 또한, det는 determinant, \*는 복소공역을 나타낸다.  $M=N$ 일 때, 용량의 하한은 다음 수학적식으로 도시된다.

수학적식 2

$$C = \sum_{k=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{n} \lambda_{2k}^2 \right)$$

여기서,  $\lambda_{2k}^2$ 는 k차의 다이버시티 효과를 나타낸다. 즉, MIMO 채널에서는 용량은 단일 채널의 N배가 된다. 이처럼 MIMO 채널에서 이상적으로 간섭 캔슬을 할 수 있으면 광대역 이동통신에서 대용량·고속 전송을 실현할 수 있다.

이러한 MIMO 채널에서의 종래 송수신장치의 구성 예를 도 37에 도시한다. 이는 N개의 송신안테나(1110-1~1110-N)와 N개의 수신안테나(1111-1~1111-N)를 이용할 때, 공동화(空等化)를 행하는 송수신장치의 구성 예로서 송신측에서는 송신 정보는 부호기(1101-1~1101-N)에서 부호화되고, 인터리버(1102-1~1102-N)에서 인터리브되며 N개의 변조기(1103-1~1103-N)에 분배된 후 송신된다.

한편, 수신측에는 N-1개의 간섭 캔슬러(1114-1~1114-(N-1))와 N개의 등화기(1115-1~1115-N)가 배치되어 있다. 수신안테나(1111-1)의 수신신호는, 우선 등화기(1115-1)에서 등화된 후, 디인터리버(1116-1)로 디인터리브되어, 복호기(1118-1)에 입력된다. 복호기(1118-1)에서는 부호기(1101-1)에서의 부호화에 대응한 복호가 수행된다.

복호기(1118-1)의 출력과 디인터리버(1116-1)의 출력 차분을 취함으로써 간섭 성분이 추출된다. 이 간섭 성분은 인터리버(1117-1)에 입력되고, 이 출력은 등화기(1115-1)에 제어 정보로서 피드백된다. 한편, 등화기(1115-1)의 출력에 대해서 인터리버(1117-1)의 출력인 간섭 성분이 감산되어 재차 디인터리버(1116-1)에 입력된다.

여기서의 반복 처리에 의해서 복호기(1118 -1)의 출력 신뢰도가 높아진다. 수신안테나(111 -1)에서는 송신안테나(110 -1~1110 -N)로부터의 N개 송신 신호가 모두 합성되어 수신된다. 간섭 캔슬러(1114 -1)에서 N개의 송신 신호가 모두 합성된 수신안테나(1111 -1)의 수신신호에 의해서 복호기(1118 -1)의 출력이 감소된다.

이에 따라, 송신안테나(1110 -1)에서 송신된 신호는 수신안테나(1111 -1)에서 수신된 신호로부터 제거되고 송신안테나(1110 -2~1110 -N)의 (N -1)개의 송신 신호가 합성된 신호가 된다. 이 신호는 다음 등화기(1115 -2)에 입력된다. 등화기(1115 -2)에서는 등화기(1115 -1)의 계통에서의 처리와 마찬가지로 등화기(1115 -1)로 등화된 후, 디인터리버(1116 -2)에서 디인터리브되어 복호기(1118 -2)에 입력된다.

복호기(1118 -2)에서는 부호기(1101 -2)에서의 부호화에 대응한 복호가 행해진다. 복호기(1118 -2)의 출력과 디인터리버(1116 -2)의 출력 차분을 취함으로써 간섭 성분이 추출된다. 이 간섭 성분은 인터리버(1117 -2)에 입력되고 이 출력은 등화기(1115 -2)에 제어 정보로서 피드백된다. 한편, 등화기(1115 -2)의 출력에 대해서 인터리버(1117 -2)의 출력인 간섭 성분이 감소되어 재차 디인터리버(1116 -2)에 입력된다.

여기서의 반복 처리에 의해서 복호기(1118 -2)의 출력 신뢰도가 높아진다. 간섭 캔슬러(1114 -2)에 있어서 복호기(1118 -1)로부터의 입력에서 복호기(1118 -2)의 출력을 감소한다. 이에 따라, 송신안테나(1110 -2)에서 송신된 신호가 제거되며 송신안테나(1110 -3~1110 -N)의 (N -2)개의 송신 신호가 합성된 신호가 된다.

이 신호는 다음 등화기(1115 -3)(미도시)에 입력된다. 이와 같이 간섭 캔슬러(1114)에서 순차적으로 복호기(1118)로 복호한 간섭 신호가 제거되어 간섭 캔슬러(1114 -(N -1))의 출력은 최종적으로 송신안테나(1110 -N)의 송신 신호가 되며 등화기(1115 -N)에서 등화되어 디인터리버(1116 -N), 복호기(1118 -N)에서 복호된다. 이 조작을 수신안테나(1111 -2, 1111 -3(미도시), ..., 1111 -N)에 대해서 행한다.

각 복호기(1118 -1~1118 -N)에서의 복호 결과는 일련의 처리를 반복해서 최종적인 N개의 복호기 출력은 변환기(1119)로 전달되며 시리얼의 수신 데이터로 변환된다. 이는 곧, 송신안테나(1110 -i)와 수신안테나(1111 -j) 간의 각 경로에서의 전달함수를 등화기에 의해서 추정하여 이를 기초로 해서 간섭 캔슬을 실시하는 것과 동가이다.

따라서, 등화기의 동작으로서는,  $N \times N$ 의 경로 등화를 행함과 동시에 이 결과를 근거로 해서  $(N -1) \times N$ 의 간섭 캔슬을 행할 필요가 있다.

도 37과 같은 종래 MIMO 채널에 있어서의 송수신장치에서는, 수신장치의 수신안테나에 대응한 각 수신 계통마다 N개의 등화기가 필요하게 된다. 또한, 엄격한 멀티패스 페이딩 환경에서 광대역 전송을 실시할 경우, 주파수 선택성 페이딩이 발생하여 각 계통마다 지극히 짧은 시간 안에 고정밀도로 페이딩에 의해서 발생하는 진폭·위상의 주파수 특성을 동일하게 정할 필요가 있다.

하지만, 현실적인 페이딩 환경에 있어서는 도래하는 지연파의 숫자나 강도, 소위 지연 프로파일은 다양하므로, 이와 같은 모든 환경에 대해서 유효한 등화기의 실현은 매우 어렵다. 따라서, MIMO 채널에서의 송수신장치는 고정 통신과 같은 가우스 채널에 가까운 환경에서는 실현 가능성은 있으나, 엄격한 멀티패스 페이딩이 발생하는 MIMO 채널에서는 매우 큰 신호 처리 능력이 필요하기 때문에 MIMO 채널에 있어서의 송수신장치의 실현이 어려웠다.

또한, 도 37과 같은 종래 MIMO 채널에 있어서의 송수신장치에서는, 복호기(1118 -1)의 출력에 대해서 페이딩 전반로(傳搬路)에서의 다중파 페이딩에 의해서 왜곡된 진폭·위상 주파수 특성을 추정하여 감소함으로써 간섭 캔슬을 행하게 된다. 이 경우, 각 등화기에서는 진폭·위상의 주파수 특성에 대해서 높은 추정 정밀도가 요구된다. 등화 정밀도가 달성되지 않을 경우에는, 간섭 캔슬러에서의 간섭 제거가 충분하지 못해서 잔류 간섭 잡음이 되기 때문이다.

하지만, 등화기에서는 정밀도가 높은 진폭·위상의 주파수 특성에 대한 등화가 어렵기 때문에 신호 대 간섭 잡음비가 열화되기 쉽다는 문제가 있었다.

또한, 고정된 기지국과 이동 단말 사이에서 무선 통신하는 시스템을 상정할 경우에는, 이동 단말 쪽에 복잡한 처리 기능을 마련하면 이동 단말에 있어서의 하드웨어 규모의 증대나 소비 전력의 증대로 이어지므로 이동 단말의 소형과 및 저비용화 관점에서 문제가 발생한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 상기한 사정을 감안하여 광대역 이동통신 등에 이용되는 OFDM신호 전송시스템에 있어서, 엄격한 주파수 선택성 페이딩 환경 하에서 안정된 동작을 달성하며 고품질화를 도모하는 것을 목적으로 한다.

발명의 구성 및 작용

본 발명은 복수의 송신안테나를 포함하고, 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 상기 송신안테나에서 송신하는 OFDM신호 송신장치와, 상기 N개의 송신안테나에서 송신된 신호를 수신하는 N개의 수신안테나를 포함하는 OFDM신호 수신장치와, 상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이에 각 신호전달 경로에 있어서의 전달계수를 성분으로 하는 N차의 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와, 상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거하여 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전달 과정에서 상기 각 신호전달 경로간에 생기는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러를 구비하는 OFDM신호 전송시스템이다.

또한, 본 발명은 복수의 N개 송신안테나를 구비한 OFDM신호 송신장치로부터 N개의 수신안테나를 구비한 OFDM신호 수신장치로 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 전송하는 OFDM신호 전송시스템에 이용되는 OFDM신호 송신장치로서, 상기 OFDM신호 전송시스템이 상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이에 각 신호전달 경로에 있어서의 전달계수를 성분으로 하는 N차 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와, 상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거해서 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전송 과정에서 상기 각 신호전달 경로 사이에서 발생하는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러와, 상기 역행렬 연산기가 상기 역행렬을 연산하기 위해서 사용하는 N 종류의 파일럿신호를 발생하는 파일럿신호 발생기를 구비하고 있으며 상기 OFDM신호 송신장치는 상기 역행렬 연산기, 상기 간섭 캔슬러, 상기 파일럿신호 발생기 중 적어도 하나를 구비하는 OFDM신호 송신장치이다.

또한, 본 발명은 복수의 N개 송신안테나를 구비한 OFDM신호 송신장치로부터 N개의 수신안테나를 구비한 OFDM신호 수신장치로 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 전송하는 OFDM신호 전송시스템에 이용되는 OFDM신호 수신장치로서, 상기 OFDM신호 전송시스템이 상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이의 각 신호전달 경로에 있어서의 전달계수를 성분으로 하는 N차의 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와, 상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거해서 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전송의 과정에서 상기 각 신호전달 경로간에서 생기는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러와, 상기 역행렬 연산기가 상기 역행렬을 연산하기 위해서 사용하는 N 종류의 파일럿신호를 발생시키는 파일럿신호 발생기를 구비하고 있으며, 상기 OFDM신호 수신장치는 상기 역행렬 연산기, 상기 간섭 캔슬러, 상기 파일럿신호 발생기 중 적어도 하나를 구비한 OFDM신호 수신장치이다.

본 발명에서는 등화기를 이용함 없이 MIMO 채널에서의 신호전송시스템을 실현하도록 OFDM 방식을 이용한다. 그리고, 등화기에 의한 시간 축에서의 전달함수의 추정이나, 예컨대, 파일럿신호를 이용해서 서브캐리어마다의 전달계수(진폭·위상)를 직접 추정하여 서브캐리어마다 OFDM신호간 간섭 캔슬을 위한 전달계수를 취득한다.

따라서, 서브캐리어마다 간섭 캔슬을 행하기 위해서 용이하고 또한 정밀도가 높은 간섭 캔슬이 가능해진다. 또한, 이 OFDM신호 전송시스템에 의하면, 등화기를 이용할 경우와 같이 피드백 제어를 실시할 필요가 없고 피드포워드 처리가 가능하기 때문에 엄격한 주파수 선택성 페이딩 환경 하에서도 안정된 동작을 달성할 수 있다.

그리고, 역행렬 연산기 및 각 신호전달 경로의 신호를 분리하는 간섭 캔슬러에 대해서는 OFDM신호 송신장치 및 OFDM신호 수신장치 중 어느 한쪽에 배치하면 된다. 따라서, 예를 들면, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러를 OFDM신호 수신장치 쪽에 배치하는 양태를 상정할 수 있다.

그렇지만, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러에 대해서는 처리가 복잡하므로 이들 기능을 구비하면 장치의 하드웨어 규모가 증대되어 소비 전력도 증대된다. 따라서, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러를 이동 단말에 탑재하는 것은 바람직하지 않다.

이에 따라서, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러 중 적어도 한쪽을 OFDM신호 송신장치 쪽에 탑재하는 것을 상정한 경우, 예를 들어 OFDM신호 송신장치에 대해서는 복수의 이동 단말을 관리하는 기지국에 대응시켜서 생각하면 되며, OFDM신호 수신장치에 대해서는 각 이동 단말에 대응시켜서 생각하면 된다. 그러므로 이동 단말의 소형화나 전력 소비의 저감 등 과제를 극복할 수 있다.

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명하도록 한다.

#### (제1 실시예)

본 발명의 제1 실시예에 따른 OFDM신호 전송시스템의 블록도를 도 1에 도시한다. 이 실시예에서는 OFDM신호 전송시스템은 2 이상의 N개의 송신안테나를 구비하고 안테나마다 접속되어 동일한 무선 주파수를 사용하는 N개의 OFDM신호 송신장치와 N개의 수신안테나를 구비하며, 안테나마다 접속되어 동일한 무선 주파수를 이용하는 N개의 OFDM신호 수신장치로 구성된다.

도 1에 기재된 실시예의 구성과 동작에 대해서 상세히 설명한다. 본 발명에서는 N개의 송신안테나(5-1~5-N)에 대응해서 N개의 OFDM신호 변조기(1-1~1-N)가 배치된다. OFDM 변조기(1-0~1-N)에서는 서브캐리어의 변조 및 역푸리에 변환을 행한다. 이들 OFDM신호 변조기(1-1~1-N)에는 공통된 OFDM 심볼타이밍이 OFDM 심볼타이밍 제어회로(2)에서 공급된다.

송신정보 신호( $T_1 \sim T_N$ )는 각 OFDM 변조기(1-1~1-N)에 대응해서 이미 알려진 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 발생하는 파일럿신호 발생수단(6-1~6-N)으로부터 입력되는 파일럿신호( $P_1 \sim P_N$ )와, 다중화 수단(7-1~7-N)에 의해 각각 시간축 상에서 다중화된다. 이 다중화된 신호는 각각 OFDM 변조기(1-1~1-N)에 입력된다.

파일럿신호( $P_i$ )( $i=1 \sim N$ )는 송신안테나(5-i)와 수신안테나(8-1~8-N) 사이의 전달계수를 측정하기 위해서 이용된다. 이들 파일럿신호와 송신정보 신호가 다중화되어 각각 N개의 OFDM 변조기(1-1~1-N)에 입력된다. 이들 OFDM 변조기(1-1~1-N)는 모두 공통된 OFDM 심볼타이밍으로 동작할 필요가 있으므로, OFDM 변조기(1-1~1-N)의 모두에 공통된 OFDM 심볼타이밍이 OFDM 심볼타이밍 제어회로(2)에서 공급된다.

OFDM 변조기(1-1~1-N)의 변조 출력은 무선 주파수에 변환하기 위해서 N개의 주파수 변환기(3-1~3-N)에 입력된다. 이들 주파수 변환기(3-1~3-N)에는 국부 발진기(4)로부터 공통된 국부 발진신호가 공급된다. 이에 따라, 송신안테나(5-1~5-N)에서 동일한 주파수의 OFDM신호가 송신되기 때문에 송신되는 OFDM신호의 위상 잡음이나 주파수 변동은 모두 동일하게 된다. 따라서, 각 수신안테나(8-1~8-N)는 각 송신안테나(5-1~5-N)로부터의 OFDM신호를 동일 주파수에서 수신한다.

한편, OFDM신호 수신장치에서도 주파수 변조기(9-1~9-N)에는 국부발진기(10)로부터 공통된 국부 발진신호가 공급되기 때문에 수신되는 OFDM신호의 위상 잡음이나 주파수 변동은 모두 동일하게 된다. 이에 따라, 각 송신 OFDM신호는 공통된 주파수 변동을 갖게 되므로 각 서브캐리어 간섭 캔슬 및 동기 검파를 용이하게 만들 수 있다.

주파수 변환기(3-1~3-N)에서 주파수 변환된 OFDM신호는 각각 송신안테나(5-1~5-N)에 입력되어 OFDM신호 수신장치를 향해서 송신된다. OFDM신호 수신장치에 있어서는 송신안테나(5-1~5-N)부터 송신된 N개의 OFDM신호가 공간에서 가산된 신호로서 각 수신안테나(8-1~8-N)에서 각각 수신된다.

수신된 신호는 주파수 변환기(9-1~9-N)에서 복조에 적합한 주파수로 주파수 변환되며 고속 푸리에변환기(11-1~11-N)에서 푸리에 변환된다. 여기서, 푸리에 변환되는 OFDM신호의 OFDM 심볼타이밍은 OFDM 심볼타이밍 재생수단(12)에서 공급되며 모두 공통되어 있다.

OFDM 심볼타이밍 재생수단(12)의 실현 방법에 대해서는 심볼타이밍 재생용의 특별한 프리앰블을 별도로 송출하여 OFDM 심볼타이밍을 재생하는 것 등 여러 가지 방법을 들 수 있다. 송신안테나(5 -1~5 -N)에서 송신되는 OFDM 변조신호의 예를 도 2에 도시한다. 도 2의 예에서는 간소화를 위해서 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )는 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 송신된다.

한편, 송신 정보신호( $T_1 \sim T_N$ )로 변조된 OFDM신호는 시간축 상에서 겹쳐져서 송신된다. 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )는 송신안테나(5 -i)로부터 수신안테나(8 -j)로의 전달함수를 알기 위해서 사용된다.

파일럿신호( $P_1 \sim P_N$ )로서는 일반적으로는 각 서브캐리어의 진폭을 모두 동일한 것으로 하면, 서브캐리어마다 수신안테나의 계통마다 동일한 처리로 되므로 신호 처리를 용이하게 할 수 있다.

이 파일럿신호를 사용하면, OFDM신호의 각 서브캐리어는 OFDM 심볼 내에서는 일정 진폭이며 일정 위상의 신호이기 때문에 송신안테나(5 -i)에서 수신안테나(8 -j)로의 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

송신안테나(5 -i)로부터 송신된 파일럿신호( $P_i$ )는 수신안테나(8 -1~8 -N)에서 수신된다. 이 수신된 파일럿신호는 주파수 변환기(9 -1~9 -N)에서 주파수 변환된 후, N개의 고속 푸리에변환기(11 -1~11 -N)에 전달된다.

고속 푸리에변환기(11 -1~11 -N)에서, 수신 파일럿신호는 각 서브캐리어마다 분리된다. 이러한 각 수신 서브캐리어 신호의 진폭 및 위상을 검출함으로써 서브캐리어마다 전달함수를 복소수로서 측정할 수 있다.

송신안테나(5 -i)에서 송신되고 수신안테나(8 -j)에서 수신된 서브캐리어의 전달함수는 복소수 $S_{i,j}$ 로서 구해진다. 여기서, 이 서브캐리어마다 전달함수인 복소수( $S_{i,j}$ )를 전달계수라고 부른다.

OFDM신호의 서브캐리어 수를 M으로 하면, 송신안테나(5 -i)에서 수신안테나(8 -j)로의 전달함수는 서브캐리어마다의 복소수( $S_{i,j}$ )의 집합, 즉, M개의 복소수( $S_{i,j}$ )에 의해서 표시된다. 이 전달함수는 송신안테나의 수(N)와 수신안테나의 수(N)의 곱( $N \times N$ )만큼 구해진다.

즉, ( $M \times N \times N$ )개의 복소수에 의해서 모든 송신안테나(5 -1~5 -N)와 수신안테나(8 -1~8 -N)의 조합의 전달함수가 얻어지게 된다.

여기서, 어느 하나의 서브캐리어를 주목하여 송신안테나(5 -1~5 -N)로부터의 송신 신호를( $t_1, t_2, \dots, t_N$ ), 수신안테나(8 -1,~8 -N)로 수신되는 수신신호를( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )로 나타낸다.

i번째의 서브캐리어의 전달계수를 송신안테나(5 -1~5 -N)와 수신안테나(8 -1~8 -N)의 조합에 대응해서 행렬( $S_i$ )로 표시하면, ( $N \times N$ ) 요소의 행렬로서 나타낼 수 있다. 이 행렬( $S_i$ )은 다음 수학식으로 구해진다.

수학식 3

$$S_i = \begin{pmatrix} S_{i,1} & S_{i,2} & \dots & S_{i,N-1} & S_{i,N} \\ S_{2,i} & S_{2,2} & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ S_{N-1,i} & \cdot & \dots & \cdot & S_{N-1,N} \\ S_{N,i} & \cdot & \dots & S_{N,N-1} & S_{N,N} \end{pmatrix}$$

i번째의 서브캐리어를 주목하면, 수신안테나(8 -1~8 -N)에서 수신되는 수신신호( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )는 송신안테나(5 -1~5 -N)에서 송신되는 송신 신호( $t_1, t_2, \dots, t_N$ )와 행렬( $S_i$ )을 이용해서 다음 수학식으로 나타낼 수 있다.



수학식 4

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{pmatrix} = S_i \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_N \end{pmatrix}$$

수신안테나 (8 -1 ~ 8 -N)에서는 송신안테나 (5 -1 ~ 5 -N)에서 송신된 OFDM신호가 중첩되어 수신되므로 이들을 복조하기 위해서는 수신신호 ( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )로부터 원래 송신 신호 ( $t_1, t_2, \dots, t_N$ )를 복원할 필요가 있다. 수신신호 ( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )로부터 송신 신호 ( $t_1, t_2, \dots, t_N$ )를 복원하기 위해서는 서브캐리어마다  $S_i$ 의 역행렬 ()을 계산하여 서브캐리어마다 다음 수학식 연산을 행하면 된다.

수학식 5

$$\begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_N \end{pmatrix} = S_i^{-1} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{pmatrix}$$

역행렬 연산수단 (13)에서는 이와 같이 N개의 송신안테나 (5 -1 ~ 5 -N)와 N개의 수신안테나 (8 -1 ~ 8 -N)의 각 조합에 대해서 수신 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 이미 알려진 파일럿신호의 진폭 · 위상으로 정규화하고, i번째 서브캐리어마다 전달계수인 복소수를 요소로 하는 ( $N \times N$ )의 행렬 ( $S_i$ )을 측정에 의해서 구하며 그 역행렬 ( $S_i^{-1}$ )을 계산해서 기억한다.

이 i번째 서브캐리어마다 구해진 역행렬 ( $S_i^{-1}$ )을 이용해서 서브캐리어 복조 수단 (14)에서는, N개의 고속 푸리에변환기 (11 -1 ~ 11 -N)의 출력인 각 수신 OFDM신호의 i번째 서브캐리어인 ( $r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}$ )에 대해서 ( $(r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}) \times S_i^{-1}$ )의 연산을 행한다. 이에 따라, 진폭 · 위상의 기준이 되는 파일럿신호에 근거한 진폭 · 위상 출력이 얻어지는 데, 이는 바로 서브캐리어마다 동기 검파된 복조 출력이 된다.

이와 같이, ( $(r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}) \times S_i^{-1}$ )의 연산을 함으로써 각 송신 OFDM신호의 i번째 서브캐리어인 ( $t_{i1}, t_{i2}, \dots, t_{iN}$ )의 복조 출력을 얻을 수 있다. 이 연산을 모든 서브캐리어에 대해서 실시함으로써 송신 정보신호 ( $T_1 \sim T_N$ )를 복조할 수 있다.

이처럼 파일럿신호를 이용해서 서브캐리어마다 진폭 · 위상을 측정함으로써 수신신호 ( $r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}$ )에서 송신 신호 ( $t_{i1}, t_{i2}, \dots, t_{iN}$ )를 복원하기 위한 전달함수 ( $S_i$ )가 얻어지고, 이 역행렬 ( $S_i^{-1}$ )을 계산해서 ( $(r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}) \times S_i^{-1}$ )의 연산을 행함으로써 송신 신호 ( $t_{i1}, t_{i2}, \dots, t_{iN}$ )를 복원하여 복조 출력을 얻을 수 있다.

그리고 역행렬 연산 수단 (13)에 의한 전달함수의 측정에 대해서 더 상세하게 설명하면 다음과 같다.

전달 응답의 추정에는 OFDM신호 수신장치에서, 당해 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 각각 분리할 수 있는 것이 필요하지만, 이는 상술한 바와 같이 OFDM신호 송신장치에서 각 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 시간상에서 겹쳐지지 않도록 타이밍을 시프트해서 송신함으로써 실현하고 있다. 여기서, 송신안테나( $l$ ) ( $l=1, 2, \dots, N$ )와 수신안테나( $m$ ) ( $m=1, 2, \dots, N$ ) 사이의 전달함수를  $S'_{lm}$ 로서, 송신안테나와 수신안테나의 전달함수를  $N \times N$ 의 서브캐리어 전달함수 행렬( $S'$ )로서 상기와 마찬가지로 수학식 6으로 나타낸다.

수학식 6

$$S' = \begin{pmatrix} S'_{11} & S'_{12} & \dots & S'_{1N} \\ S'_{21} & S'_{22} & \dots & S'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S'_{N1} & S'_{N2} & \dots & S'_{NN} \end{pmatrix}$$

예컨대,  $N$ 개의 안테나 중 안테나( $n$ ) ( $1 \leq n \leq N$ )만이 파일럿신호를 송신하고 나머지 안테나는 파일럿신호를 송신하지 않는 경우를 감안하면, 수학식 7과 수학식 8의 연산에서 전달함수는  $n$ 행의 모든 성분만 구해진다.

수학식 7

$$(0 \dots 0 P'_n 0 \dots 0) \begin{pmatrix} S'_{11} & S'_{12} & \dots & S'_{1N} \\ S'_{21} & S'_{22} & \dots & S'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S'_{N1} & S'_{N2} & \dots & S'_{NN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P'_n S'_{n1} \\ P'_n S'_{n2} \\ \vdots \\ P'_n S'_{nN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r'_1 \\ r'_2 \\ \vdots \\ r'_N \end{pmatrix}$$

수학식 8

$$\begin{pmatrix} S'_{n1} \\ S'_{n2} \\ \vdots \\ S'_{nN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r'_1 / P'_n \\ r'_2 / P'_n \\ \vdots \\ r'_N / P'_n \end{pmatrix}$$

상기 조작을 한 번 행하면 송신안테나( $n$ )와 모든 수신안테나 사이의  $N$ 개 전방(傳搬) 계수의 추정을 할 수 있다. 송신안테나, 수신안테나 모두  $N$ 개인 경우, 안테나간의 통신로의 종류는  $N \times N$  종류 존재한다. 모든 통신로에 대한 전달함수의 추정을 행하기 위해서는 어느 한 안테나만이 파일럿신호를 송신하고 나머지 모든 안테나는 신호를 송신하지 않는 패턴을  $N$ 회 반복하면 된다.

이와 같이 본 실시예에 따르면, 서브캐리어마다 간섭 캔슬을 위한 전달함수( $S_i$ )가 얻어지고  $((r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{iN}) \times S_i^{-1})$ 의 연산만으로 채널간의 간섭을 캔슬시키고 송신 신호( $t_{i1}, t_{i2}, \dots, t_{iN}$ )를 복원함과 동시에 복조가 가능해진다.

또한, 여기서 설명된 바와 같이 본 실시예에서는 등화기에서의 복잡한 신호 처리를 실시할 필요는 없으며 피드백 제어를 행하지 않는, 소위 피드포워드 제어로 되어 있기 때문에 엄격한 멀티 페이딩 환경에 있어도 안정적인 동작을 기대할 수 있다.

또한, 전달함수의 역행렬을 추정함에 있어서 이미 알려진 파일럿신호를 이용하는 것으로 트래킹을 하여 추정하는 것과 같은 경우에 비해서 추정 속도를 높일 수 있으므로 무선 LAN이나 PDC(Personal Digital Cellular)와 같이 순시적으로 신호를 재생하는 용도에 적절하다.

또한, 상술한 설명에서는 OFDM 송신장치를 구비한 기기(도 1에서의 아래쪽)에서 OFDM 수신장치를 구비한 기기(도 1에서의 위쪽)로 송신할 경우에 대해서 설명했지만, 후자의 기기로부터 전자의 기기로 송신할 경우도 동일한 동작이 된다. 즉, OFDM신호의 송수신에 관련된 구성은 모든 기기에서 대칭적으로 되어 있으며, 전자의 기기 및 후자의 기기 양 쪽이 OFDM 송신장치 및 OFDM 수신 기기를 구비하고 있다. 이는 특별히 기재하지 않는 한, 이후 설명되는 실시예에서도 동일하다.

## (제2 실시예)

다음에 본 발명의 제2 실시예에 대해서 도 3을 이용해서 설명한다. 페이딩에 대한 특성을 개선하기 위해서 일반적으로 OFDM은 에러정정 및 인터리브와 조합되어 이용된다. 에러정정 및 인터리브를 조합한 실시예가 도 3에 도시되고 있다.

도 3에서, 송신 정보신호( $T_1 \sim T_N$ )는 에러정정 부호기(15 -1 ~ 15 -N)에서 에러정정 부호화가 행해진 다음, 인터리버(16 -1 ~ 16 -N)에서 서브캐리어 방향, 즉 주파수축 방향에서 인터리브가 행해진다. 이는 어느 주파수 근방에 있어서의 레벨의 다운(노치)에 대해서 연속 에러를 피해서 높은 에러정정 부호화 이득을 얻기 위해서 행해진다.

수신측에서는 복조 출력은 디인터리버(17 -1 ~ 17 -N)에서 송신측 인터리브와 반대 조작인 디인터리브가 행해지고, 그 후 에러정정 복호기(18 -1 ~ 18 -N)에서 복호된다.

본 실시예는 제1 실시예의 변형 예로서 제1 실시예와 동일한 구성 요소를 포함하고 있다. 상기 이외의 구성 요소에 대해서는 제1 실시예와 동일하므로 설명을 생략한다.

## (제3 실시예)

도 3의 구성에서는 비교적으로 긴 지연의 페이딩인 경우(도 4b를 참조)는 연속 에러가 발생하지 않기 때문에 양호한 특성을 얻을 수 있지만, 단지연의 페이딩인 경우, 도 4a와 같이 주파수 축상에서의 페이딩 주기가 길어지기 때문에 노치가 넓어지고, 이 부분에서 연속 에러가 발생하기 쉬워지므로 에러정정 이득이 작아진다.

본 발명의 제3 실시예에 대해서, 도 5를 참조해서 설명한다. 이 실시예는 상기와 같은 에러정정 이득의 저하를 개선하기 위한 실시예이다.

송신 정보신호( $T_1 \sim T_N$ )는 도 5에 도시된 에러정정 부호기(15 -1 ~ 15 -N)에서 에러정정 부호화가 행해진 후, 인터리버(16)에서 서브캐리어 방향(주파수축 방향) 및 송신안테나 방향(공간 방향)에서 복합해서 인터리브를 행한다.

수신측에서는 복조 출력은 디인터리버(17)에서 송신측 인터리브와 역으로 조작되는 디인터리브가 행해지고, 그 후 에러정정 복호기(18 -1 ~ 18 -N)에서 복호된다.

이와 같이 함으로써 안테나 방향과 주파수축 방향을 조합해서 인터리브를 행하게 되므로 주파수 다이버시티 효과에 대해서 안테나(공간) 다이버시티 효과도 구해진다. 이 때문에 단지연 페이딩에서도 연속 에러 발생이 경감되어 에러정정 부호화 이득의 저하를 줄일 수 있으며 고품질화를 도모할 수 있다.

또한, 하나의 에러정정 부호기의 출력을 인터리버(16)에서 서브캐리어 방향 및 송신안테나 방향에 복합해서 인터리브를 행하고, 수신측에서는 디인터리버(17)에서 디인터리브를 행하고 하나의 에러정정 복호기로 복호할 경우도 같은 효과가 구해진다.

(제4 실시예)

다음에, 본 발명의 제4 실시예에 대해서 도 6을 참조해서 설명한다. 도 6에 도시된 바와 같이 이 실시예에서는 송신안테나 숫자가 2개이며 수신안테나 숫자도 2개로 되어 있다.

송신측에서는 송신안테나(5 -1A)와 송신안테나(5 -2A)의 편파를 다른 편파, 예를 들어 수직 편파와 수평 편파로 하고, 또한 수신측에서는 수신안테나(8 -1A)와 수신안테나(8 -2A)를 마찬가지로 다른 편파, 예를 들어 각각 수직 편파와 수평 편파로 한다.

이에 따라, 예컨대, 송신안테나(5 -1A)와 수신안테나(8 -1A) 사이의 경로와, 송신안테나(5 -2A)와 수신안테나(8 -2A) 사이의 경로를 송수신안테나의 편파 인식도에 의해서 분리할 수 있다. 여기서,  $i$ 번째 서브캐리어의 전달함수( $S_i$ )는  $(2 \times 2)$  요소의 행렬로서 다음 수학적식으로 구해진다.

수학적식 9

$$S_i = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

이 행렬에 있어서, 송수신안테나의 편파 식별도에 의해서 분리할 수 있는 것은  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 의 절대치는  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ 의 절대치에 비해서 충분히 큰 것을 의미한다. 따라서  $S_i$ 에 대한 역행렬( $S_i^{-1}$ )을 계산할 경우, 역행렬 연산에서 행렬식의 분모가 0이 되지 않도록 할 수 있기 때문에, 각 안테나마다 수신되는 OFDM신호( $R_1$ ,  $R_2$ )의  $i$ 번째 서브캐리어의 세트인 ( $r_1$ ,  $r_2$ )에 대해서  $(r_1, r_2) \times S_i^{-1}$ 의 연산이 발산되기 어려워진다.

따라서, 송신 신호( $t_1$ ,  $t_2$ )의 수신측에서의 분리도를 확대시킬 수 있어서 안정된 통신이 가능해진다. 또한, 본 장치를 이용해서 셀룰러 구성에 의한 전개를 고려할 경우, 편파가 다른 셀에 대해서는 간섭을 편파 식별도 분만큼 경감할 수 있다.

따라서, 전력을 두 배로 증가시켜서 전송 용량을 증가시켜도, 간섭 전력은 다른 편파에 대해서는 편파 식별도 분만큼 줄일 수 있으므로 편파마다 보면 간섭 전력은 증가하지 않는다. 이 때문에 셀룰러 구성에 의한 전개에 있어서도 간섭 전력이 증가하지 않기 때문에는 동일 편파를 이용할 경우에 비해서 본 실시예에 의하면 시스템측면으로 용량을 2배 가량으로 할 수 있다.

그리고 실시예와 같이 직교 편파를 이용하는 기술 사상은 상술한 제1 내지 제3 실시예를 포함해서 모든 실시예에 적용할 수 있다.

(제5 실시예)

다음에, 본 발명의 제5 실시예를 도 7을 참조해서 설명한다. 도 7에 도시된 바와 같이 이 실시예에서는 송신안테나 숫자가 2이며 수신안테나 숫자도 2로 되어 있다.

송신측에서는 송신안테나(5 -1A)와 송신안테나(5 -2A)의 편파를 다른 편파, 예를 들면 수직 편파와 수평 편파로 하고, 또한 수신측에서는 수신안테나(8 -1A)와 수신안테나(8 -2A)를 마찬가지로 다른 편파, 예를 들어 각각 수직 편파와 수평 편파로 한다.

이에 따라, 예를 들면 송신안테나(5 -1A)와 수신안테나(8 -1A) 사이의 경로와 송신안테나(5 -2A)와 수신안테나(8 -2A) 사이의 경로를 송수신안테나의 편파 식별도에 의하여 분리할 수 있다.

본 실시예에 의하면, 송신 신호( $t_1, t_2$ )의 수신측에서의 분리도를 크게 할 수 있음과 동시에 편파가 다르기 때문에 도 5의 실시예의 경우와 마찬가지로 비교적으로 단지연 페이딩의 경우에서도 OFDM에 특유한 주파수 다이버시티 효과에 더해서 안테나(공간)와 편파에 의한 다이버시티의 상관 계수를 작게 할 수 있다. 따라서, 큰 다이버시티 효과를 얻을 수 있고 연속 에러의 발생이 경감되며 에러정정 부호화 이득의 저하를 줄일 수 있어서 고품질화를 도모할 수 있다.

#### (제6 실시예)

다음에, 본 발명의 제6 실시예에 대해서 도 8을 이용해서 설명한다. 이 예에서는 도 6의 실시예와 마찬가지로 송신안테나 숫자가 2, 수신안테나 숫자가 2이며, 송신측에서는 송신안테나(5-1A)와 송신안테나(5-2A)의 편파를 다른 편파, 예컨대, 수직 편파와 수평 편파로 하고, 또한 수신측에 있어서는 수신안테나(8-1A)와 수신안테나(8-2A)를 마찬가지로 다른 편파, 예컨대, 각각 수직 편파와 수평 편파로 한다.

이에 따르면, 다른 편파를 이용하고 있으므로 편파 다이버시티의 효과를 기대할 수 있으며 통신 품질 개선을 도모할 수 있다. 본 실시예에서는 송신 정보신호를 분배해서 같은 송신 정보신호를 OFDM 변조기(1-1, 1-2)에 대해서 입력할 경우와 직병렬 변환된 송신 정보신호( $T_1, T_2$ )를 입력할 경우에서 전환이 행해진다. 여기서 직병렬 변환된 송신 정보신호를 보낼 경우는 같은 송신 정보신호를 보낼 경우에 비해서 전보 전달 속도는 2배가 된다.

한편, 동일한 송신 정보신호를 송출할 경우에는 송신측에서는 2개의 서브캐리어 복조 출력을 가산하든지 또는 2개의 서브캐리어 복조 출력 중 수신 레벨이 큰 쪽을 출력하기 때문에 다이버시티 효과를 얻을 수 있어서 고품질화를 꾀할 수 있다.

본 실시예에서는 수신 품질을 측정하는 통신 품질 측정 수단(22)에 있어서, 수신 품질을 측정하고 제1 절환기(20)에서 절환 판정을 위한 문턱값에 대해서 수신 품질이 낮으면 같은 송신 정보신호를, 높으면 직병렬 변환된 송신 정보신호( $T_1, T_2$ )를 OFDM 변조기(1-1, 1-2)에 송출한다.

그리고, 수신 품질을 측정하기 위한 지표로서는 다양한 것이 고려될 수 있지만, 일례로서 수신 레벨 및 에러율을 들 수 있다. 에러율을 측정하기 위해서는 어느 정도의 관측 시간을 필요로 하기 때문에 순시적인 회선 상황에 추종해서 수신 품질을 측정할 필요가 있어 보일 경우에는 수신 레벨이 사용된다. 한편, 더 정밀하게 수신 품질을 측정할 경우에는 에러율이 사용된다. 이 경우에는, 소정 관측 시간 내에서 에러가 발생한 횟수나 패킷 숫자 등에 근거를 두고 수신 품질을 판정한다.

한편, 수신측에서는 제2 절환기(21)에서, 절환 판정을 위한 문턱값에 대해서 수신 품질이 낮으면 2개의 서브캐리어 복조 출력을 가산하거나 또는 2개의 서브캐리어 복조 출력 중 수신 레벨이 큰 쪽을 출력한다. 이에 대해서 수신 품질이 문턱값보다 높으면 제2 절환기는 복조 출력을 그대로 출력한다. 이 제1 절환기(20)와 제2 절환기(21)의 절환 제어는 통신 품질 측정 수단(22)의 측정 결과를 기초로 해서 행해진다.

이에 따라, 전송 속도는 1/2이 되지만, 2개의 OFDM 변조기에 의하여 동일한 송신 정보신호를 송신하면, 편파 다이버시티 효과가 얻어지기 때문에 고품질화가 도모된다. 한편, 전송 환경이 좋을 경우에는 도 6의 실시예와 마찬가지로 편파가 다른 OFDM신호를 분리할 수 있으므로 다른 송신 정보를 송신할 수 있으며 2배의 전송 용량을, 필요로 하는 주파수를 늘리지 않고 전송할 수 있다. 이와 같이, 품질 및 전송 용량을 전송 환경이나 수신 품질에 따라서 적응적으로 제어할 수 있게 된다.

그리고 일반적으로는 다이버시티 때문에 새로 안테나를 설치할 필요가 있지만, 본 실시예에서는 MIMO 채널을 형성하기 위해서 원래 송신용 및 수신용으로 각각 복수 안테나를 구비하고 있기 때문에 통상과 같이 다시 안테나를 설치할 필요가 없다.

이상의 제1~제6 실시예에서 OFDM 송신장치에 있어서는 각 OFDM 변조기의 송신 OFDM 심볼타이밍 및 주파수 변환기의 국부발진기를 공통된 것으로 하고, 송수신안테나 간 전달계수를 추정하기 위해서 파일럿을 송출한다. 또한, OFDM 수신장치에서는 주파수 변환기의 국부발진기를 공통된 것으로 함과 동시에 고속 푸리에변환기의 출력에 대해서 상기 파일럿신호를 이용해서 송수신안테나의  $N \times N$  조합에 대해서 각 서브캐리어마다의 파일럿신호의 수신 진폭과 위상을 검출하여 전달계수를 측정한다.

이를 기초로 하여 서브캐리어마다  $N \times N$ 의 행렬( $S_i$ )에 대한 역행렬( $S_i^{-1}$ )을 계산하고 고속 푸리에변환기의 출력에 대해서 서브캐리어마다 수신신호( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )에 대해서  $((r_1, r_2, \dots, r_N) \times S_i^{-1})$ 의 연산을 행함으로써 송신 OFDM 신호의  $i$ 번째 서브캐리어인 ( $t_1, t_2, \dots, t_N$ )의 진폭·위상을 추정할 수 있다. 따라서, 동기화를 이용하지 않고 OFDM 방식의 의하여 MIMO 채널에서의 신호전송 장치가 실현된다.

#### (제7 실시예)

다음에, 본 실시예의 제7 실시예에 대해서 도 9를 참조하면서 설명한다. 도 9는 이 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다.

이 실시예에서는 특허청구 범위의 송신안테나, OFDM신호 송신장치, 수신안테나, OFDM신호 수신장치, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러는 각각 안테나(37), OFDM신호 송신장치(30), 안테나(51), OFDM신호 수신장치(50), 역행렬 연산기(57) 및 전치 간섭 캔슬러(32)에 대응한다.

또한, 특허청구 범위에 있어서는 OFDM신호 송신장치의 파일럿신호 발생 수단, 데이터 변환기, 역행렬 정보 수신기, 간섭 캔슬러, 다중화 회로, 고속 역푸리에 변환기, 심볼타이밍 발생기, 송신용 주파수 변환기 및 송신용 국부발진기는 각각 파일럿신호 발생기(34), 데이터 변환기(31), 수신기(41), 전치 간섭 캔슬러(32), 다중화 회로(33), 고속 역푸리에 변환기(35), 타이밍 신호 발생기(38), 주파수 변환기(36) 및 국부발진기(39)에 대응하고, OFDM신호 수신장치의 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 고속 푸리에변환기, 복조기, 타이밍 신호 발생기, 역행렬 연산기 및 역행렬정보 수신기는 각각 주파수 변환기(52), 국부발진기(55), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 타이밍신호 발생기(56), 역행렬 연산기(57) 및 송신기(58)에 대응한다.

도 9에 도시되는 OFDM신호 전송시스템은 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)로 구성된다. 그리고 이 OFDM신호 전송시스템을 이동체 통신 등에 적용할 경우에는, OFDM신호 송신장치(30)를 기지국 쪽에 탑재하고 OFDM신호 수신장치(50)를 이용자 쪽의 이동 단말에 탑재하는 것이 바람직하다.

도 9에 도시되는 바와 같이 OFDM신호 송신장치(30)에는 데이터 변환기(31), 전치 간섭 캔슬러(32), 다중화 회로(33), 파일럿신호 발생기(34), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36), 안테나(37), 타이밍신호 발생기(38), 국부발진기(39), 수신안테나(40) 및 수신기(41)가 구비되어 있다.

또한, 데이터 변환기(31), 다중화 회로(33), 파일럿신호 발생기(34), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36) 및 안테나(37)는 각각  $N$ 개(복수) 구비되어 있다.

한편, OFDM신호 수신장치(50)에는 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 국부발진기(55), 타이밍신호 발생기(56), 역행렬 연산기(57), 송신기(58) 및 송신안테나(59)가 구비되어 있다.

또한, 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53) 및 복조기(54)는 각각  $N$ 개(복수) 구비되어 있다.

OFDM신호 송신장치(30)에서의 구성요소 수(N)와 OFDM신호 수신장치(50)에서의 구성요소 수(N)는 동일하다. 즉, 후술하는 역행렬을 구하기 위해서는 송신측 안테나 수(N)와 수신측 안테나 수(N)를 동일한 것으로 할 필요가 있다.

데이터 변환기(31(1)~31(N))는 각각 입력되는 송신 데이터( $T_1 \sim T_N$ )를 OFDM 심볼로 변환한다. 각 데이터 변환기(31)는 시리얼 신호로서 입력되는 데이터 열을 각각 심볼로 변조하기 위한 변조기(예컨대, BPSK(Binary Phase -Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase -Shift Keying), ASK(Amplitude -Shift Keying) 등의 변조기)와 심볼을 병렬 신호로 변환하는 직병렬 변환기를 내장하고 있다. 즉, 입력된 송신 데이터에 대응하는 심볼이 병렬 신호 형식으로 데이터 변환기(31)로부터 출력된다.

수신기(41)는 OFDM신호 수신장치(50)에서 송신되는 역행렬정보를 수신안테나(40)를 통해서 수신하여 역행렬을 취득한다.

전치 간섭 캔슬러(32)는 수신기(41)에서 취득된 역행렬을 이용해서 간섭 캔슬을 위한 전치 처리를 행한다. 구체적으로는 송신 데이터( $T_1 \sim T_N$ )에 대해서 데이터 변환기(31(1)~31(N))가 출력하는 OFDM 심볼( $M_1, M_2, \dots, M_N$ ) 각각의 서브캐리어 성분( $m_1, m_2, \dots, m_N$ ) 모두에 대해서 상기 역행렬을 승산한다.

N개의 파일럿신호 발생기(34(1)~34(N))는 각각 서로 다른 이미 알려진 파일럿신호를 출력한다.

다중화 회로(33(1)~33(N))의 각각은 전치 간섭 캔슬러(32)에서 출력되는 OFDM 심볼과 파일럿신호 발생기(34(1)~34(N))에서 출력되는 파일럿신호를 시간축 상에서 다중화한 신호를 출력한다.

고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))의 각각은 다중화 회로(33(1)~33(N))에서 출력되는 신호에 대해서 고속 역푸리에 변환(IFFT) 처리를 행한다. N개의 고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))에는 타이밍신호 발생기(38)에서 공통된 심볼타이밍 신호가 공급된다.

고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))의 각각이 출력하는 OFDM신호는 주파수 변환기(36(1)~36(N))에서 무선 주파수로 주파수 변환된다. N개의 주파수 변환기(36(1)~36(N))에는 국부발진기(39)로부터 공통된 국부 발진신호가 공급된다.

따라서, 주파수 변환기(36(1)~36(N))의 출력과 접속된 N개의 안테나(37(1)~37(N))부터는 동일한 무선 주파수의 OFDM신호가 전파로서 동시에 송신된다.

안테나(37(1)~37(N))에서 송신된 N개의 OFDM신호는 공간상에서 가산되고 OFDM신호 수신장치(50) 쪽의 서로 다른 위치에 배치된 N개의 안테나(51(1)~51(N))에서 각각 수신된다.

안테나(51(1)~51(N))에서 수신된 OFDM신호는 각각 주파수 변환기(52(1)~52(N))를 통해서 신호 처리에 적합한 비교적 낮은 주파수의 OFDM신호로 주파수 변환된다. 주파수 변환기(52(1)~52(N))에는 국부발진기(55)에서 공통된 국부 발진신호가 공급된다.

주파수 변환기(52(1)~52(N))에서 출력되는 OFDM신호는 각각 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))로 입력되고, 고속푸리에 변환(FFT) 처리가 수행된다. 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))에서 출력되는 OFDM 심볼 신호는 각각 복조기(54(1)~54(N))에 입력되어 비트 열로 복조된다.

도 9에 도시되는 OFDM신호 수신장치(50)에는 간섭 캔슬러에 해당하는 요소는 포함되어 있지 않다. 이 OFDM신호 전송시스템에서는 OFDM신호 송신장치(30) 쪽의 전치 간섭 캔슬러(32)의 기능에 의하여 간섭이 캔슬된다. OFDM신호 수신장치(50)에 간섭 캔슬러를 마련할 필요가 없으므로 OFDM신호 수신장치(50)의 구성이 간소화되어 소비 전력도 억제된다.

역행렬 연산기(57)는 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))의 각각 출력으로부터 수신한 파일럿신호를 추출한다. 그리

고, 서브캐리어의 성분마다 N개의 송신측 안테나(37(1)~37(N))와 N개의 수신측 안테나(51(1)~51(N))의 각각 조합에 대응하는 (N×N)개 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 검출한다. 즉, 파일럿신호는 이미 알려진 것이므로 수신된 파일럿신호를 알려진 파일럿신호를 이용해서 정규화함으로써 송신측의 안테나와 수신측 안테나 간의 전달함수를 나타내는 전달계수를 검출할 수 있다.

또한, 역행렬 연산기(57)는 검출된 전달계수를 성분으로 하고, (N×N)개의 요소로 구성되는 행렬( $A_i$ )의 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 연산하여 구한다.

송신기(58)는 역행렬 연산기(57)가 구한 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보를 송신안테나(59)를 통해서 OFDM신호 송신장치(30)에 송신한다.

그리고, 이 실시예에서는 OFDM신호 수신장치(50) 쪽 역행렬 연산기(57)가 구한 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보를 OFDM신호 송신장치(30)에 전달하기 위해서 송신기(58), 송신안테나(59), 수신안테나(40) 및 수신기(41)를 각별히 구비하고 있지만, 미리 구비된 구성 요소로 치환될 수 있다.

예를 들어, 송신안테나(59) 대신에 안테나(51)를 이용하거나 수신안테나(40) 대신에 안테나(37)를 이용할 수 있다.

다음에, OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)의 각부 동작에 대해서 더욱 상세히 설명한다.

OFDM신호 송신장치(30)에서 각 파일럿신호 발생기(34(1)~34(N))에서 출력되는 이미 알려진 파일럿신호는 각각 다중화 회로(33(1)~33(N))에서 송신 신호에 다중화되고 최종적으로는 안테나(37(1)~37(N))에서 각각 송신된다.

여기서는 각 안테나(37(j)) (j=1~N)에서 각각 송신되는 파일럿신호를  $P_j$ 로 표시한다. 각 파일럿신호( $P_j$ )는 송신 데이터의 신호와 마찬가지로 다중화 회로(33), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36)를 통과하므로 송신 데이터와 마찬가지로 OFDM 변조된다.

또한, 고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))에는 타이밍신호 발생기(38)로부터 공통된 심볼타이밍이 각각 공급되고, 주파수 변환기(36(1)~36(N))에는 국부발진기(39)에서 공통된 국부 발진 주파수가 공급된다.

이에 따라, 안테나(37(1)~37(N))에서 각각 송신되는 각 OFDM신호의 각 서브캐리어의 OFDM 심볼타이밍은 모든 계통에 대해서 공통된 것이 된다. 또한, OFDM신호의 반송파 신호는 코히런트가 된다.

따라서, OFDM신호 수신장치(50)에서는 자동 주파수 제어나 OFDM 심볼타이밍 재생을 각 OFDM신호마다 개별적으로 행할 필요가 없다. 이 때문에, OFDM신호 수신장치(50)에서의 신호 처리량은 비교적 적다.

각 안테나(37(j))에서 각각 송신되는 파일럿신호( $P_j$ )를 포함하는 OFDM신호는 OFDM신호 수신장치(50) 내의 안테나(51(1)~51(N))에서 각각 수신된다.

여기서, 송신측 j번째 안테나(37(j))로부터 송신되며 수신측 k번째(k=1~N) 안테나(51(k))에서 수신되는 수신 파일럿신호를  $P_{j,k}$ 로 나타내고, 송신측 안테나(37(j))와 수신측 안테나(51(k)) 간의 전달 응답을  $H_{j,k}$ 로 표시하면, 다음 수학적식이 성립된다.

수학적 식 10

$$P_{j,k} = P_j \times H_{j,k} \quad (j=1 \sim N, k=1 \sim N)$$



OFDM신호 수신장치(50)에 있어서는 수신 파일럿신호( $P_{j,k}$ )는 주파수 변환기(52)에서 주파수 변환된 후, 고속 푸리에 변환기(53)에서 푸리에 변환된다. 이에 따라, 수신 파일럿신호( $P_{j,k}$ )는 각 서브캐리어 성분마다 분리된다.

역행렬 연산기(57)는 서브캐리어 성분마다 분리된 수신 파일럿신호( $P_{j,k}$ )를 고속 푸리에 변환기(53)의 출력에서 입력하여 역행렬을 연산한다.

그리고 OFDM신호 수신장치(50)가 수신신호 중에서 수신 파일럿신호를 추출하기 위해서는 파일럿신호를 식별할 필요가 있지만, 예컨대, OFDM신호 송신장치(30) 쪽이 송신하는 신호에서 파일럿신호 앞에 그것을 식별하기 위한 프리앰블을 부가해 놓으면 용이하게 식별된다.

또한, 예를 들어 OFDM신호 송신장치(30)에서 송출하는 각 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )가 시간축 상에서 중첩되지 않도록 타이밍을 어긋나게 다르게 해서 송신하면, OFDM신호 수신장치(50)에서는 각 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 서로 분리할 수 있다.

역행렬 연산기(57)는 송신측 안테나(37(1)~37(N))와 수신측 안테나(51(1)~51(N))의 각각 조합에 대응하는 ( $N \times N$ ) 세트 각각에 대해서 입력된 수신 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상(동기 검파에 이용되는 기준 캐리어의 진폭 및 위상)을 서브캐리어마다 검출한다.

따라서, 서브캐리어의 성분마다 송신측 안테나(37(1)~37(N))와 수신측 안테나(51(1)~51(N))의 각각 조합에 대응하는 ( $N \times N$ )개 요소를 갖는 전달계수의 행렬( $A_i$ ) (첨자(i)는 각 서브캐리어의 성분을 나타냄)이 구해진다.

또한, 역행렬 연산기(57)는 서브캐리어의 성분마다 전달계수의 행렬( $A_i$ )의 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 연산하고, 이 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보를 송신기(58)에 출력한다.

여기서, 수신 파일럿신호( $P_{j,k}$ ), 파일럿신호( $P_j$ ) 및 전달 응답( $H_{j,k}$ )의  $i$ 번째의 서브캐리어 성분을 각각  $p_{ij,k}$ , 파일럿신호( $p_{ij}$ ) 및 전달 응답( $h_{ij,k}$ )으로 나타내면, 상기 수학식 10과 마찬가지로 다음 수학식이 성립된다.

수학식 11

$$P_{ij,k} = P_{ij} \times H_{ij,k} \quad (j=1 \sim N, k=1 \sim N)$$

따라서, 행렬( $A_i$ )의 각 성분은 전달 응답( $h_{ij,k}$ ) 그 자체이며 행렬( $A_i$ )은 다음 수학식으로 표시된다.

수학식 12

$$A_i = \begin{pmatrix} h_{i11} & h_{i12} & \dots & h_{i1N} \\ h_{i21} & & & \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{iN1} & \dots & \dots & h_{iNN} \end{pmatrix}$$

역행렬 연산기(57)가 구한 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보는 송신기(58) 내부에서 변조되어 송신안테나(59)를 통해서 전파로서 송신된다. 이 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보는 OFDM신호 송신장치(30) 쪽의 수신안테나(40)에서 수신되고 수신기(41) 내부에서 복조된다. 수신기(41)가 취득한 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보가 전치 간섭 캔슬러(32)에 입력된다.

전치 간섭 캔슬러(32)는 역행렬( $A_i^{-1}$ )의 정보를 이용해서 송신하는 데이터신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )에 대응하는 데이터 변환기(31(1)~31(N))의 출력신호( $M_1, M_2, \dots, M_N$ )의  $i$ 번째 서브캐리어 성분( $m_{i1}, m_{i2}, \dots, m_{iN}$ )에 대해서 ( $(m_{i1}, m_{i2}, \dots, m_{iN}) \times A_i^{-1}$ )의 연산을 모든 서브캐리어 성분에 대해서 행한다.

그리고, 전치 간섭 캔슬러(32)의 연산 결과인  $j(j=1 \sim N)$  번째의 각 성분이 각각  $j$  번째의 안테나(37(j))에 대응하는 다중화 회로(33(j))에 입력된다.

각 다중화 회로(33(1)~33(N))에서 다중화된 데이터신호는 각각 소속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))에서 역푸리에 변환되고 주파수 변환기(36(1)~36(N))에서 무선 주파수의 신호로 주파수 변환되어 각 안테나(37(1)~37(N))에서 OFDM신호 수신장치(50)를 향해서 송신된다.

각 안테나(37(1)~37(N))에서 송신되는 데이터신호의  $i$  번째 서브캐리어 성분( $t_{i:1}, t_{i:2}, \dots, t_{i:N}$ )은 다음 수학식으로 표시된다.

수학식 13

$$(t_{i:1}, t_{i:2}, \dots, t_{i:N}) = (m_{i:1}, m_{i:2}, \dots, m_{i:N}) \times A_i^{-1}$$

송신된 데이터신호는 OFDM신호 수신장치(50)의 각 안테나(51(1)~51(N))에서 수신되지만, 수신되는 신호는 상기 전달 응답( $h_{i,j,k}$ )의 영향을 받는다. 즉, 수신되는 데이터신호의  $i$  번째 서브캐리어 성분을( $r_{i:1}, r_{i:2}, \dots, r_{i:N}$ )로 나타내면 다음 수학식이 성립된다.

수학식 14

$$(r_{i:1}, r_{i:2}, \dots, r_{i:N}) = (t_{i:1}, t_{i:2}, \dots, t_{i:N}) \times A_i$$

상기 수학식 13, 수학식 14에 근거해서 다음 수학식이 구해진다.

수학식 15

$$(r_{i:1}, r_{i:2}, \dots, r_{i:N})$$

$$= (t_{i:1}, t_{i:2}, \dots, t_{i:N}) \times A_i$$

$$= (m_{i:1}, m_{i:2}, \dots, m_{i:N}) \times A_i^{-1} \times A_i$$

$$= (m_{i:1}, m_{i:2}, \dots, m_{i:N})$$

즉, OFDM신호 송신장치(30)가 송신하는 데이터신호의 심볼( $m_{i:1}, m_{i:2}, \dots, m_{i:N}$ )을 OFDM신호 수신장치(50)는 수신신호( $r_{i:1}, r_{i:2}, \dots, r_{i:N}$ )로부터 그대로 취득된다.

또한, 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))의 출력에 얻어지는 수신신호, 즉 심볼( $m_{i:1}, m_{i:2}, \dots, m_{i:N}$ )을 복조기(54(1)~54(N))로 복조해서 비트 열로 변환함으로써 OFDM신호 송신장치(30)가 송신하는 원래의 데이터신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )가 취득될 수 있다.

이상과 같이 동작하므로, 동일 주파수 대역을 이용해서 N개의 OFDM신호를 동시에 전송함에도 불구하고 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 간섭 캔슬을 위한 구성 요소를 마련함이 없이도 1에 도시되는 실시예와 마찬가지로 각각의 데이터신호를 분리해서 수신할 수 있다.

이 실시예에서는 연산량, 즉 회로 규모가 큰 간섭 캔슬을 위한 전치 간섭 캔슬러(32)를 OFDM신호 송신장치(30)측에 마련하기 때문에 OFDM신호 수신장치(50) 쪽의 신호 처리가 간소화됨과 동시에 회로 규모가 경감되는 이점이 있다. 즉, OFDM신호 수신장치(50)의 구성의 간략화나 소비 전력의 경감이 실현되므로, 예컨대, 이동 단말에 OFDM신호 수신장치(50)를 탑재할 경우를 상정하면, 이동 단말의 소형화 및 경제화가 가능하게 된다.

그리고, 상술한 바와 같이 OFDM신호 전송시스템을 구성하는 각 기기의 구성은 대칭적이어도 좋지만, 이제 설명한 바와 같이 이동 단말의 소형화 및 경제화를 도모한다는 관점에서 본 실시예와, 예컨대, 제1 실시예를 조합해도 된다. 즉, 기지국 쪽에 설치하는 OFDM신호 송신장치와 이동 단말 쪽에 설치하는 OFDM신호 수신장치는 본 실시예의 구성을 채용하고, 이동 단말 쪽에 설치하는 OFDM신호 송신장치와 기지국 쪽에 설치하는 OFDM신호 수신장치는, 예컨대, 제1 실시예의 구성을 채용해서 도 1에 도시되는 바와 같이 기지국 쪽 서브캐리어 복조 수단(14)에서 간섭 캔슬을 하는 구성을 채용해도 된다. 이에 따라, 간섭 캔슬에 관련된 구성을 기지국 쪽에만 배치하며 이동 단말 쪽에 배치하지 않아도 되도록 된다.

#### (제8 실시예)

다음에, 본 발명의 제8 실시예에 대해서 도 10을 참조하면서 설명한다. 도 10은 이 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도시하는 블록도이다. 이 실시예는 제7 실시예의 변형 예이다. 도 10에서 도 9와 대응하는 요소는 동일 부호가 부여되어 도시되어 있다.

이 실시예에서는 특허청구 범위의 송신안테나, OFDM신호 송신장치, 수신안테나, OFDM신호 수신장치, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러는 각각 안테나(37), OFDM신호 송신장치(30), 안테나(51), OFDM신호 수신장치(50), 역행렬 연산기(42) 및 전치 간섭 캔슬러(32)에 대응한다.

또한, 특허청구 범위에서의 OFDM신호 송신장치의 파일럿신호 발생기, 데이터 변환기, 정보 수신기, 역행렬 연산기, 다중화 회로, 고속 푸리에변환기, 심볼타이밍 발생기, 송신용 주파수 변환기 및 송신용 국부발진기는 각각 파일럿신호 발생기(34), 데이터 변환기(31), 수신기(41), 역행렬 연산기(42), 다중화 회로(33), 고속 역푸리에 변환기(35), 타이밍신호 발생기(38), 주파수 변환기(36) 및 국부발진기(39)에 대응하며, OFDM신호 수신장치의 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 고속 푸리에변환기, 복조기, 타이밍신호 발생기 및 정보 송신기는 각각 주파수 변환기(52), 국부발진기(55), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 타이밍신호 발생기(56) 및 송신기(60)에 대응한다.

도 10에 도시되는 OFDM신호 전송시스템은 도 9의 시스템과 마찬가지로 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)로 구성되어 있다. 그리고, 이 OFDM신호 전송시스템을 이동체 통신 등에 적용할 경우에는 OFDM신호 송신장치(30)를 기지국 쪽에 탑재하고 OFDM신호 수신장치(50)를 이용자 쪽의 이동 단말에 탑재하는 것이 바람직하다.

도 10에 도시되는 바와 같이, OFDM신호 송신장치(30)에는 데이터 변환기(31), 전치 간섭 캔슬러(32), 다중화 회로(33), 파일럿신호 발생기(34), 고속 푸리에변환기(35), 주파수 변환기(36), 안테나(37), 타이밍신호 발생기(38), 국부발진기(39), 수신안테나(40), 수신기(41) 및 역행렬 연산기(42)가 구비되어 있다.

또한, 데이터 변환기(31), 다중화 회로(33), 파일럿신호 발생기(34), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36) 및 안테나(37)는 각각 N개(복수) 구비되어 있다.

한편, OFDM신호 수신장치(50)에는 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 국부발진기(55), 타이밍신호 발생기(56), 송신기(60) 및 송신안테나(59)가 구비되어 있다.

또한, 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53) 및 복조기(54)는 각각 N개(복수)가 구비되어 있다.

OFDM신호 송신장치에서의 구성 요소 수(N)와 OFDM신호 수신장치(50)에서의 구성 요소 수(N)는 동일하다. 즉, 후술하는 역행렬을 구하기 위해서는 송신측 안테나 수(N)와 수신측 안테나 수(N)를 동일한 것으로 할 필요가 있다.

데이터 변환기(31(1)~31(N))는 각각 입력되는 송신 데이터( $T_1 \sim T_N$ )를 OFDM 심볼로 변환한다. 각 데이터 변환기(31)는 시리얼 신호로서 입력되는 데이터 열을 각각 심볼로 변조하기 위한 변조기(예를 들어, BPSK, QPSK, ASK 등 변조기)와 심볼을 병렬 신호로 변환하는 직병렬 변환기를 내장하고 있다. 즉, 입력된 송신 데이터에 대응하는 심볼이 병렬 신호 형식으로 데이터 변환기(31)에서 출력된다.

수신기(41)는 OFDM신호 수신장치(50)에서 송신되는 수신 파일럿신호의 정보를 수신안테나(40)를 통해서 OFDM신호 수신장치(50)부터 수신하고 수신한 신호를 복조한다.

역행렬 연산기(42)는 수신기(41)가 수신한 수신 파일럿신호의 정보에 근거해서 검출된 전달계수를 성분으로 하여 ( $N \times N$ )개의 요소로 구성되는 행렬( $A_i$ )의 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 연산해서 구한다.

전치 간섭 캔슬러(32)는 역행렬 연산기(42)가 구한 역행렬을 이용해서 간섭 캔슬을 위한 전치 처리를 행한다. 구체적으로는 송신 데이터( $T_1 \sim T_N$ )에 대해서 데이터 변환기(31(1)~31(N))가 출력하는 OFDM 심볼( $M_1, M_2, \dots, M_N$ )의 각각 서브캐리어 성분( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )의 모두에 대해서 상기 역행렬을 승산한다.

N개의 파일럿신호 발생기(34(1)~34(N))는 각각 서로 다른 이미 알려진 파일럿신호를 출력한다.

다중화 회로(33(1)~33(N))의 각각은 전치 간섭 캔슬러(32)에서 출력되는 OFDM 심볼과 파일럿신호 발생기(34(1)~34(N))에서 출력되는 파일럿신호를 시간축 상에서 다중화한 신호를 출력한다.

고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))의 각각은 다중화 회로(33(1)~33(N))에서 출력되는 신호에 대해서 고속 역푸리에 변환(IFFT) 처리를 실시한다. N개의 고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))에는 타이밍신호 발생기(38)에서 공통된 심볼타이밍 신호가 공급된다.

고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))의 각각이 출력하는 OFDM신호는 주파수 변환기(36(1)~36(N))에서 무선 주파수로 주파수 변환된다. N개의 주파수 변환기(36(1)~36(N))에는 국부발진기(39)에서 공통된 국부 발진신호가 공급된다.

따라서, 주파수 변환기(36(1)~36(N))의 출력과 접속된 N개의 안테나(37(1)~37(N))로부터는 동일한 무선 주파수의 OFDM신호가 전파로서 동시에 송신된다.

안테나(37(1)~37(N))에서 송신된 N개의 OFDM신호는 공간상에서 가산되어 OFDM신호 수신장치(50) 쪽의 서로 다른 위치에 배치된 N개의 안테나(51(1)~51(N))에서 각각 수신된다.

안테나(51(1)~51(N))에서 수신된 OFDM신호는 서로 주파수 변환기(52(1)~52(N))를 통해서 신호 처리에 적합한 비교적 낮은 주파수인 OFDM신호에 주파수 변환된다. 주파수 변환기(52(1)~52(N))에는 국부발진기(55)에서 공통된 국부 발진신호가 공급된다.

주파수 변환기(52(1)~52(N))에서 출력되는 OFDM신호는 각각 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))에 입력되어 고속푸리에 변환(FFT) 처리가 수행된다. 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))에서 출력되는 OFDM 심볼의 신호는 각각 복조기(54(1)~54(N))에 입력되어 비트 열에 복조된다.

도 10의 OFDM신호 전송시스템에서는 OFDM신호 송신장치(30) 쪽의 전치 간섭 캔슬러(32)의 기능에 의해서 간섭이 캔슬된다. OFDM신호 수신장치(50)에 간섭 캔슬러를 마련할 필요가 없기 때문에 OFDM신호 수신장치(50)의 구성이 간소화되어 소비 전력도 억제된다.

송신기(60)는 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N)) 각각의 출력으로부터 수신한 파일럿신호를 추출한다. 그리고 서브

캐리어의 성분마다  $N$ 개의 송신측 안테나( $37(1) \sim 37(N)$ )와  $N$ 개의 수신측 안테나( $51(1) \sim 51(N)$ )의 각각 조합에 대응하는  $(N \times N)$ 개 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 검출한다. 즉, 파일럿신호는 이미 알려진 것이어서 수신한 파일럿신호를 알려진 파일럿신호를 이용해서 정규화함으로써 송신측 안테나와 수신측 안테나 간 전달함수를 나타내는 전달계수를 검출할 수 있다.

고속 푸리에변환기(53)의 출력으로부터 검출된 수신 파일럿신호의 정보(서브캐리어마다의  $(N \times N)$ 의 진폭 및 위상의 정보)는 송신기(60) 내부에서 변조되며 송신안테나(59)를 통해서 전파로서 OFDM신호 송신장치(30)에 송신된다.

그리고 이 형태에서는 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에서 검출된 수신 파일럿신호의 정보를 OFDM신호 수신장치(30)에 전달하기 위해서 송신기(58), 송신안테나(59), 수신안테나(40) 및 수신기(41)를 특별히 구비하고 있지만, 미리 구비되어 있는 구성 요소로 치환시킬 수도 있다.

예를 들면, 송신안테나(59) 대신에 안테나(51)를 이용하거나 수신안테나(40) 대신에 안테나(37)를 이용할 수도 있다.

이 실시예에서는 도 9에 도시되는 역행렬 연산기(57)의 기능을 역행렬 연산기(42)로서 OFDM신호 송신장치(30) 쪽에 이동시킨 점이 도 9의 구성과 크게 다르다. 이하, 도 10의 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)의 주요 부분의 동작에 대해서 보다 상세하게 설명한다.

도 9의 OFDM신호 전송시스템과 동시에 도 10의 OFDM신호 송신장치(30)는 OFDM 변조된 데이터신호 및 이미 알려진 파일럿신호를 각 안테나( $37(1) \sim 37(N)$ )에서 송신하고, OFDM신호 송신장치(50)는 데이터신호 및 파일럿신호를 OFDM신호로서 안테나( $51(1) \sim 51(N)$ )에서 수신한다.

또한, OFDM신호 송신장치(30)에서는, 전치 간섭 캔슬러(32)에서 데이터신호 OFDM 심볼의 각 서브캐리어 성분( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )에 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 승산하고 각 안테나( $37(1) \sim 37(N)$ )에서 역행렬( $A_i^{-1}$ )이 승산된 데이터신호를 송신한다.

안테나( $51(1) \sim 51(N)$ )에서 수신되는 신호에는 송신측에서 이미 역행렬( $A_i^{-1}$ )이 승산되어 있으므로, OFDM신호 수신장치(50)에서는 안테나( $51(1) \sim 51(N)$ )로 수신한 신호에서 데이터신호( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )를 직접 분리해서 꺼낼 수 있다.

그리고 OFDM신호 수신장치(50)에서는 수신한 각각의 파일럿신호를 서로 분리해서 꺼낼 필요가 있지만, 예컨대, OFDM신호 송신장치(30) 측에서 각 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 타이밍을 어긋나게 달리 해서 송출함으로써 용이하게 분리될 수 있다.

상기와 같이 도 10의 OFDM신호 전송시스템에서는 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에서 OFDM신호 송신장치(30)에 대해서 수신 파일럿신호의 정보를 전달하고, OFDM신호 송신장치(30) 쪽에서는 받아들인 수신 파일럿신호의 정보(수신 진폭 및 위상)에 근거해서 역행렬을 구하는 점에 특징이 있다.

이와 같이 도 10의 OFDM신호 전송시스템에서는 간섭 캔슬러뿐 아니라 역행렬 연산기의 기능도 OFDM신호 송신장치(30) 쪽에 배치할 수 있기 때문에 역행렬의 연산 기능 및 간섭 캔슬의 기능을 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 탑재할 필요가 없다. 따라서 OFDM신호 수신장치(50) 쪽의 신호 처리가 간소화됨과 동시에 OFDM신호 수신장치의 회로 규모를 더욱 경감할 수 있다. 즉, OFDM신호 수신장치(50)의 구성 간략화나 소비 전력의 경감이 실현되기 때문에, 예컨대, 이동 단말에 OFDM신호 수신장치(50)를 탑재할 경우를 상정하면, 이동 단말의 소형화 및 경제화가 가능해진다.

또한, 제7 실시예에서 설명한 바와 같이, 본 실시예에서도 이동 단말 쪽에 설치하는 OFDM신호 송신장치와 기지국 쪽에 설치하는 OFDM신호 수신장치로서, 예컨대, 도 1에 도시되는 바와 같이 수신측에서 역행렬 연산 및 간섭 캔슬을 행하는 구성을 채용해도 좋다. 이에 따라, 역행렬 연산 및 간섭 캔슬에 관련된 구성을 기지국 쪽에만 배치하며 이동 단말 쪽에 배치하지 않아도 되게 된다.

#### (제9 실시예)

다음에, 본 발명의 제9 실시예에 대해서 도 11을 참조하면서 설명한다. 도 11은 이 실시예의 OFDM신호 전송시스템의 구성을 나타내는 블록도이다. 이 실시예는 제8 실시예의 변형 예이다. 도 11에서 도 10과 대응하는 요소는 동일 부호를 매겨서 제시되어 있다.

이 실시예에서는 특허청구 범위의 송신안테나, OFDM신호 송신장치, 수신안테나, OFDM신호 수신장치, 역행렬 연산기 및 간섭 캔슬러는 각각의 안테나(37), OFDM신호 송신장치(30), 안테나(51), OFDM신호 수신장치(50), 역행렬 연산기(42) 및 전치 간섭 캔슬러(32)에 대응한다.

또한, 특허청구 범위에서의 OFDM신호 수신장치의 파일럿신호 발생기, 역고속 푸리에변환기, 송신용 주파수 변환기, 수신용 주파수 변환기, 고속 푸리에변환기, 복조기, 국부발진기 및 송수신 절환 스위치는 각각 파일럿신호 발생기(81), 고속 역푸리에 변환기(82), 주파수 변환기(83, 52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 국부발진기(55) 및 절환 스위치(86)에 대응하며, OFDM신호 송신장치 데이터 변환기, 수신용 주파수 변환기, 고속 푸리에변환기, 타이밍신호 발생기, 역행렬 연산기, 고속 역푸리에 변환기, 송신용 주파수 변환기, 국부발진기 및 송수신 절환 스위치는 각각 데이터 변환기(31), 주파수 변환기(71), 고속 푸리에변환기(72), 타이밍신호 발생기(73), 역행렬 연산기(42), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36) 및 절환 스위치(75)에 대응한다.

도 11에 도시되는 OFDM신호 전송시스템은 도 10의 시스템과 마찬가지로 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)로 구성되어 있다. 그리고 이 OFDM신호 전송시스템을 이동체 통신 등에 적용할 경우에는, OFDM신호 송신장치(30)를 기지국 쪽에 탑재하고 OFDM신호 수신장치(50)를 이용자 쪽의 이동 단말에 탑재하는 것이 바람직하다.

또한, 도 11의 OFDM신호 전송시스템에서는 각각의 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)가 송신과 수신에서 동일한 안테나를 이용하며 송신 모드와 수신 모드를 시분할에 의하여 절환시키는 TDD (Time Division Duplex)를 전제로 한 시스템을 상정하고 있다. 또한, 도 11의 OFDM신호 전송시스템에서는 파일럿신호를 발생하는 기능이 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 설치되어 있다.

도 11에 도시된 바와 같이, OFDM신호 수신장치(50)에는 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 국부발진기(55) 타이밍신호 발생기(56), 파일럿신호 발생기(81), 고속 역푸리에 변환기(82), 주파수 변환기(83), 심볼 타이밍 발생기(84), 절환 제어부(85) 및 절환 스위치(86)가 구비되어 있다.

또한, 안테나(51), 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 파일럿신호 발생기(81), 고속 역푸리에 변환기(82), 주파수 변환기(83) 및 절환 스위치(86)는 각각 N개(복수)가 구비되어 있다.

한편, 도 11의 OFDM신호 송신장치(30)에는 데이터 변환기(31), 전치 간섭 캔슬러(32), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36), 안테나(37), 타이밍신호 발생기(38), 국부발진기(39), 주파수 변환기(71), 고속 푸리에변환기(72), 타이밍신호 발생기(73), 절환 제어부(74) 및 절환 스위치(75)가 구비되어 있다.

또한, 데이터 변환기(31), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36), 안테나(37), 주파수 변환기(71), 고속 푸리에변환기(72) 및 절환 스위치(75)는 각각 N개(복수) 구비되어 있다.

OFDM신호 송신장치(30)에서의 구성 요소 수(N)와 OFDM신호 수신장치(50)에서의 구성 요소 수(N)는 동일하다. 즉, 후술하는 역행렬을 구하기 위해서는 송신측 안테나 수(N)와 수신측 안테나 수(N)를 동일한 것으로 할 필요가 있다.

OFDM신호 수신장치(50)에서의 주파수 변환기(52), 고속 푸리에변환기(53), 복조기(54), 국부발진기(55) 및 타이밍신호 발생기(56)에 대해서는 도 10의 대응하는 요소와 같은 기능을 수행하므로 설명을 생략한다.

N개의 파일럿신호 발생기(81(1)~81(N))는 각각 서로 다른 이미 알려진 파일럿신호를 출력한다. 고속 역푸리에 변환기(82(1)~82(N))는 각각 파일럿신호 발생기(81(1)~81(N))에서 출력되는 파일럿신호에 대해서 역푸리에 변환 처리를 실시한다. 고속 역푸리에 변환기(82(1)~82(N))에는 심볼 타이밍 발생기(84)에서 공통된 심볼타이밍의 신호가 부여된다.

주파수 변환기(83(1)~83(N))는 고속 역푸리에 변환기(82(1)~82(N))에서 OFDM신호로서 출력되는 파일럿신호를 무선 주파수로 주파수 변환한다. 주파수 변환기(83(1)~83(N))에는 국부발진기(55)에서 공통된 국부 발진신호가 부여된다.

따라서, 주파수 변환기(83(1)~83(N))의 출력에 나타나는 N 계통의 파일럿신호는 같은 무선 주파수가 된다. 주파수 변환기(83(1)~83(N))에서 출력되는 N 계통의 파일럿신호는 OFDM신호 수신장치(50)가 송신 모드일 때에, 각각 절환 스위치(86(1)~86(N))를 통해서 안테나(51(1)~51(N))로부터 송신된다.

절환 제어부(85)는 OFDM신호 송신장치(30)와 OFDM신호 수신장치(50) 간의 통신 상태를 식별하고 OFDM신호 수신장치(50)가 송신 모드 또는 수신 모드냐에 따라서 N개의 절환 스위치(86(1)~86(N))의 상태를 절환시킨다.

OFDM신호 송신장치(30)에서의 데이터 변환기(31), 전치 간섭 캔슬러(32), 고속 역푸리에 변환기(35), 주파수 변환기(36), 타이밍신호 발생기(38) 및 국부발진기(39)에 대해서는 도 10의 대응하는 요소와 같은 기능을 수행하므로 이들 설명을 생략한다.

안테나(37(1)~37(N))에서 수신된 신호는 OFDM신호 송신장치(30)가 수신 모드일 때에 절환 스위치(75(1)~75(N))를 통해서 주파수 변환기(71(1)~71(N))에 입력된다.

절환 제어부(74)는 OFDM신호 송신장치(30)와 OFDM신호 수신장치(50) 간의 통신 상태를 식별하고, OFDM신호 송신장치(30)가 송신 모드냐 수신 모드냐에 따라서 N개의 절환 스위치(75(1)~75(N))의 상태를 절환시킨다.

주파수 변환기(71(1)~71(N))는 각각의 안테나(37(1)~37(N))에서 수신된 신호(파일럿신호)를 신호 처리에 적합한 비교적으로 낮은 주파수로 주파수 변환시킨다. 주파수 변환기(71(1)~71(N))에는 국부발진기(39)에서 공통된 국부 발진신호가 부여된다.

고속 푸리에변환기(72(1)~72(N))는 주파수 변환기(71(1)~71(N))로부터 출력되는 OFDM신호로서 수신된 파일럿신호에 고속푸리에 변환을 실시한다. 따라서, 고속 푸리에변환기(72(1)~72(N))의 출력에는 각각 안테나(37(1)~37(N))에서 수신된 파일럿신호가 서브캐리어의 성분마다 분리되어 나타난다.

고속 푸리에변환기(72(1)~72(N))에는 수신한 각 파일럿신호를 취출하기 위해서 타이밍신호 발생기(73)에서 공통된 심볼 타이밍의 신호가 부여된다.

역행렬 연산기(42)는 고속 푸리에변환기(72(1)~72(N))에서 출력되는 신호에 근거해서 수신된 각 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 서브캐리어 성분마다 검출하고 검출 결과에 근거해서 역행렬을 구한다.

다음에, 도 11의 OFDM신호 송신장치(30) 및 OFDM신호 수신장치(50)의 주요 부분의 동작에 대해서 상세히 설명한다.

OFDM신호 송신장치(30)에서는 수신된 파일럿신호에 근거해서 역행렬 연산기(42)가 각 서브캐리어의 전달계수의 행렬( $A_k$ )의 역행렬( $A_k^{-1}$ )을 연산한다. 그리고 전치 간섭 캔슬러(32)는 데이터 변환기(31(1)~31(N))로부터 출력되는 데이터 신호의 각 서브캐리어 성분( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )에 대해서 역행렬 연산기(42)에서 입력되는 역행렬( $A_k^{-1}$ )을 승산한다.

전치 간섭 캔슬러(32)에서 출력되는 신호는 고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N))에서 역푸리에 변환되어 OFDM신호로서 출력된다. 이들 OFDM신호는 주파수 변환기(36(1)~36(N))에서 무선 주파수로 주파수 변환되어 절환 스위치(75(1)~75(N))를 통해서 안테나(37(1)~37(N))에서 송신된다.

안테나(37(1)~37(N))에서 각각 송신된 신호는 공간상에서 가산되어 안테나(51(1)~51(N))의 각각에서 수신된다. 그렇지만, 데이터신호( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )는 미리 전치 간섭 캔슬러(32)에서 역행렬( $A_i^{-1}$ )이 승산되고 나서 송신되므로 도 9, 도 10의 시스템의 경우와 마찬가지로 안테나(51(1)~51(N))에서는 데이터신호( $m_1, m_2, \dots, m_N$ )가 분리되어 수신된다.

따라서, 간섭을 캔슬하기 위한 기능을 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 마련할 필요는 없다. 즉, OFDM신호 송신장치(30)에 있어서 파일럿신호의 정보를 취득할 방법이 도 10의 시스템과 다르다.

OFDM신호 수신장치(50)에서는 송신 모드 시에 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )를 각 안테나(51(1)~51(N))에서 송신한다. 이들 파일럿신호( $P_1, P_2, \dots, P_N$ )는 OFDM신호 송신장치(30)에 있어서 안테나(37(1)~37(N))에서 수신되고 OFDM신호 복조되어 각 서브캐리어의 성분에 분리되어 역행렬 연산기(42)에 입력된다.

역행렬 연산기(42)는 수신된 파일럿신호에서 서브캐리어의 성분마다 안테나(51(1)~51(N))와 안테나(37(1)~37(N))의 각 조합의 전달계수를 성분으로 하는 행렬( $A_i$ )의 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 연산해서 기억한다.

전치 간섭 캔슬러(32)는 데이터 변환기(31(1)~31(N))에서 출력되는 데이터신호에 역행렬( $A_i^{-1}$ )을 승산한다. 이 결과가 고속 역푸리에 변환기(35(1)~35(N)) 및 주파수 변환기(36(1)~36(N))를 통해서 안테나(37(1)~37(N))로부터 송신된다.

OFDM신호 수신장치(50)에서는 각 안테나(51(1)~51(N))에 있어서, 데이터신호에 안테나(37(1)~37(N))에서 안테나(51(1)~51(N))로 신호를 송신한 경우의 전달 응답 행렬이 부가되어 수신되지만, 송신과 수신에서 공통된 국부 발진기를 사용하고 있으므로 상기 전달 응답 행렬의 전달계수는 상술한 행렬( $A_i$ )과 동일하게 된다.

따라서, OFDM신호 수신장치(50)의 각 안테나(51(1)~51(N))에서는 각 데이터신호( $m_{i1}, m_{i2}, \dots, m_{iN}$ )가 분리되어 수신된다. 이 때문에 고속 푸리에변환기(53(1)~53(N))의 출력에 나타나는 데이터신호( $M_{i1}, M_{i2}, \dots, M_{iN}$ )를 복조기(54(1)~54(N))에서 복조함으로써 OFDM신호 송신장치(30)가 송신한 데이터신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )가 구해진다.

이 실시예에서는 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 파일럿신호 발생기(81)를 마련했기 때문에 OFDM신호 송신장치(30) 쪽에는 파일럿신호의 발생 기능을 마련할 필요가 없으며, OFDM신호 송신장치(30)에는 도 10의 다중화 회로(33)를 마련할 필요가 없다. 또한, 안테나(37(1)~37(N)) 및 안테나(51(1)~51(N))를 송신과 수신에서 공용하므로 도 10의 수신안테나(40) 및 송신안테나(59)는 필요가 없게 된다.

또한, 도 11의 OFDM신호 신호전송시스템에서는 역행렬의 연산 기능 및 간섭 캔슬 기능을 OFDM신호 수신장치(50) 쪽에 탑재할 필요가 없다. 따라서, OFDM신호 수신장치(50) 쪽의 신호 처리가 간소화된다. 즉, OFDM신호 수신장치(50)의 구성 간략화나 소비 전력의 경감이 실현되기 때문에, 예를 들어 이동 단말에 OFDM신호 수신장치(50)를 탑재할 경우를 상정하면 이동 단말의 소형화 및 경제화가 가능해진다.

또한, 본 실시예에서는 동일한 안테나를 송신과 수신에서 공용하므로 파일럿신호의 정보나 역행렬의 정보를 전송하기 위해서 특별한 안테나를 추가할 필요가 없다. 또한, 제7 실시예나 제8 실시예와 마찬가지로 OFDM신호 수신장치의 회로 규모를 더욱 경감할 수 있다.



제8 실시예에서 설명한 바와 같이, 본 실시예에서도 이동 단말 쪽에 설치하는 OFDM신호 송신장치와 기지국 쪽에 설치하는 OFDM신호 수신장치로서, 예컨대, 도 1에 도시된 바와 같이 수신측에서 역행렬 연산 및 간섭 캔슬을 행하는 구성을 채용해도 된다.

그리고, 본 실시예에는 광대역 이동통신 시스템뿐 아니라 포인트 투 멀티포인트의 고정 무선 액세스 시스템과 같이 OFDM 방식을 이용해서 다수의 사용자 무선국을 기지국에 접속하는 무선 시스템에 확대 적용할 수 있다.

(제10 실시예)

OFDM 방식에 의해서 MIMO 채널에서 송수신을 행하는 OFDM MIMO의 송수신장치에서는, 어느 송신안테나가 송신한 신호는 수신기 측의 모든 안테나에서 수신된다. 각 수신안테나에 있어서 수신신호는 모든 송신 신호 성분을 포함하고 있고, 어느 송신안테나로부터의 신호 성분에 대해서 그 이상의 송신안테나의 신호 성분은 모두 간섭 성분으로서 기능을 한다. 따라서 상술한 각 실시예에서는 수신신호를 송신 신호 성분마다 분리하기 때문에 임의의 송수신안테나의 세트에 대한 전달함수를 구하고 있다.

또한, 상술한 각 실시예의 OFDM MIMO 송수신장치에 있어서는 송신안테나마다 전달함수의 추정을 행하고 있다. 즉, 어느 한 안테나만 파일럿신호를 수신하고 나머지  $N-1$ 개의 안테나는 파일럿신호를 송신하지 않음으로써 파일럿신호를 송신한 어느 한 안테나와 모든 수신안테나 간의 전달함수를 모든 서브캐리어에 대해서 구하고, 이 조작을  $N$ 회 반복함으로써 임의의 송수신안테나의 세트에 대한 전달함수를 모든 서브캐리어에 대해서 구하고 있다.

여기서, 상술한 각 실시예에 있어서, 전달함수의 추정 정밀도를 향상시키는 일을 목적으로 하여 파일럿신호에 포함되는 전력을 증가시키는 것을 고려하기로 한다. 상술한 각 실시예에서는 어느 한 안테나만이 파일럿신호를 송신하고 있는 동안은 나머지  $N-1$ 개의 안테나가 파일럿신호를 송신하지 않기 때문에, 예를 들어 파일럿신호의 송신 전력을  $K$ 배로 하기 위해서는 다음 2종류의 방법이 고려된다.

#### 1. 송신하는 파일럿신호의 심볼 수를 $K$ 배로 한다

각 안테나마다 독립적으로 송신하는 파일럿신호를 각 안테나에서 반복하여 송신함으로써 송신 전력을 향상시킨다. 이 방법을 이용하면, 파일럿신호의 송신 전력을  $K$ 배로 하기 위해서는  $N$ 개의 안테나에서  $K$ 심볼씩 파일럿신호를 송신하게 된다. 이 경우, 파일럿신호의 심볼 길이가  $K$ 배가 되어 송신 신호 중에서의 데이터 심볼이 비율이 감소되며 전송 효과가 저하된다.

#### 2. 파일럿신호만을 통상적인 심볼의 $K$ 배의 송신 전력으로 송신한다

이 경우, 송신안테나에 접속되는 고전력 증폭기 및 수신안테나에 접속되는 저잡음 증폭기의 다이내믹 레인지가 상술한 각 실시예에서 설명한 경우에 대해서  $K$ 배 필요하게 된다.

상기 어느 방법도 주파수 이용이 저하되거나 아날로그 회로의 고기능화가 필요하게 된다. 이에 대해서 본 실시예에서는 다음에 설명하는 바와 같이 송신 파일럿신호의 심볼 수, 즉, 송신 파일럿신호를 보내고 있는 시간을 증가시키지 않고, 파일럿신호의 송신 전력의 증가를 실현할 수 있다.

본 발명의 제10 실시예를 도 12에 도시한다. 본 실시예에 관련된 OFDM신호 전송시스템은, OFDM신호 송신장치(103)와 OFDM신호 수신장치(104)로 구성된다. OFDM신호 송신장치(103)는, I개의 송신 서브캐리어 파일럿 행렬 발생기(103-1-1~103-1-I), 송신 파일럿신호 구성기(103-2), 송신 데이터( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )를 각각 OFDM 심볼( $M_1, M_2, \dots, M_N$ )로 변환시키는 N개의 데이터 변환기(103-3-1~103-3-N), 송신 파일럿신호 구성기(103-2)로부터 출력되는 파일럿신호와 데이터 변환기의 출력을 다중화하는 N개의 다중화 회로(103-4-1~103-4-N), 당해 다중화 회로의 출력에 접속되는 N개의 고속 역푸리에 변환기(103-5-1~103-5-N), 당해 고속 역푸리에 모두에 공통된 OFDM 심볼타이밍을 공급하는 심볼타이밍 발생기(103-6), 당해 고속 역푸리에 변환기의 출력을 무선 주파수로 변환하는 N개의 송신용 주파수 변환기(103-7-1~103-7-N), 당해 송신용 주파수 변환기 모두에 공통된 국부 발진신호를 공급하는 송신용 국부발진기(103-8), 2 이상의 복수 N개의 송신안테나(103-9-1~103-9-N)로 구성된다.

그리고, 각 안테나에서 송신되는 데이터신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )에는 수신측에서 동기를 취하기 위해서 필요한 프리앰블이 미리 부가되어 있는 것으로 고려된다. 한편, OFDM신호 수신장치(104)는 N개의 수신안테나(104-10-1~104-10-N), 당해 수신안테나마다 접속되고 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 주파수 변환하는 N개의 수신용 주파수 변환기(104-11-1~104-11-N), 당해 수신용 주파수 변환기의 모두에 공통된 국부 발진신호를 공급하는 수신용 국부발진기(104-12), 당해 수신용 주파수 변환기로부터의 출력을 고속푸리에 변환하는 N개의 고속 푸리에 변환기(104-13-1~104-13-N), 당해 고속 푸리에 변환기로부터의 출력신호 중, 상기 OFDM신호 송신장치의 송신안테나(103-9-1~103-9-2, ..., 109-N)가 출력하는 N심볼씩의 파일럿신호의 수신신호(이하, "수신 파일럿신호"라고 함)를 검출하기 위한 타이밍신호를 발생시키는 타이밍신호 발생기(104-14), 당해 고속 푸리에 변환기(104-13-1~104-13-N)로부터 출력되는 N개의 안테나가 N심볼씩 출력하는 수신 파일럿신호를  $i(i=1 \sim N)$ 번째의 서브캐리어마다 OFDM신호 송신장치의 송신안테나 N개와 OFDM신호 수신장치의 수신안테나 N개의 각각 조합에 대응하는 N행 N열의 수신 서브캐리어 파일럿 행렬로 구성하는 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(104-15), 상기 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기에서 구성된  $N \times N$ 의 서브캐리어 성분을 N행 N열의 행렬로서 읽으며, 이 행렬에 당해 서브캐리어에 대한 송신 파일럿신호 행렬의 역행렬을 승산함으로써 서브캐리어 전달함수 행렬을 계산하고, 계산된 서브캐리어 전달함수 행렬의 역행렬(서브캐리어 간섭 보상 행렬)을 계산해서 기억하는 I개의 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104-16-1~104-16-I), 당해 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기로부터 서브캐리어 간섭 보상 행렬을 독출하여 각 서브캐리어의 정보 신호의 고속 푸리에 변환기의 출력과 승산함으로써, 각 서브캐리어의 신호를 각 안테나 성분마다 분리하는 간섭 캔슬러(104-17)와 N개의 복조기(104-18-1~104-18-N)로 구성된다.

본 OFDM신호 전송시스템에 있어서는 OFDM신호 송신장치에서 송신용 국부발진기(103-8)에 의해서 각 송신용 주파수 변환기(103-7-1~103-7-N)에 공통된 국부 발진신호를 공급함으로써 각 송신안테나(103-9-1~103-9-N)로부터 동일한 주파수인 무선신호를 송신한다. 따라서, OFDM신호 수신장치(104) 쪽에서 각 수신안테나(104-10-1~104-10-N)는 각 송신안테나로부터의 신호를 동일 주파수로 수신한다. 이들 신호는 공간에서는 서로 간섭 신호로서 작용하지만, 본 구성에서는 다음의 방법에 의해서 각 신호를 분리한다. N개의 송신안테나에서 N심볼의 파일럿신호를 송신할 경우를 예로 든다.

OFDM신호 송신장치(103)가 송신하는 OFDM신호를 도 13에 도시한다. 본 실시예에서는 OFDM신호 송신장치(103)에서의 I개 송신 서브캐리어 파일럿 행렬 발생기(103-1-1~103-1-I)에서, N개의 안테나에 의하여 N심볼로 송신되는 파일럿신호 중, 서브캐리어(i)에 대한 파일럿신호 성분을 발생시킨다. n번째 안테나가 송신하는 m번째 심볼의 서브캐리어(i)의 성분을  $p'_{ni}$ 라고 했을 경우에, 수학적식 16에 나타내는 것과 같은 역행렬을 지니면서, 또한 단위 행렬의 복소수 배가 아닌 송신 서브캐리어 파일럿신호 행렬( $P'$ )을 생성하여 송신 파일럿신호 구성기(103-2)로 넘겨준다.

수학적식 16

$$P' = \begin{pmatrix} p'_{11} & p'_{12} & \dots & p'_{1N} \\ p'_{21} & p'_{22} & \dots & p'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p'_{N1} & p'_{N2} & \dots & p'_{NN} \end{pmatrix}$$

그리고, 도 14는 송신 서브캐리어 파일럿신호 행렬( $P^i$ )에 대응한 파일럿신호의 신호 공간을 나타낸 것이다. 동 도면에 서 종축이 N개의 안테나 열에 해당하며 횡축이 서브캐리어(i)의 신호 공간에 상당한다.

송신파일럿 신호 구성기(103 -2)에서는 I개의 송신 서브캐리어 파일럿신호 행렬( $P^i$ )에서 n번째 안테나의 m 심볼째 송신 파일럿신호의 모든 서브캐리어 성분을 추출하고,  $N \times N$ 개의 송신 파일럿 심볼 행렬( $PY_{mn}$ )을  $PY_{mn} = (p_{1n}^m, p_{2n}^m, \dots, p_{Nn}^m)$ 로 재구성한다.

송신 파일럿신호 구성기는 재구성한 송신 파일럿 심볼 행렬( $PY_{mn}$ )을 송신되는 타이밍에 맞추어서 각 다중화 회로에 넘겨준다. OFDM신호 수신장치(104)에서는 N개의 안테나로부터 송신된 파일럿신호를 N개의 수신안테나(104 -10 -1 ~ 104 -10 -N)에서 수신하고 수신용 주파수 변환기(104 -11 -1 ~ 104 -11 -N)에서 베이스 밴드 신호로 변환하며, 고속 푸리에변환기(104 -13 -1 ~ 104 -13 -N)에서 각 안테나로 수신된 시간 파형을 각 서브캐리어의 주파수 성분으로 변환한다.

고속 푸리에변환기에 의해서 수신 파일럿신호의 출력은 심볼마다 출력되지만, 간섭 캔슬을 행하기 위해서 필요하게 될 서브캐리어 전달함수 역행렬은 모든 안테나의 모든 파일럿신호에서의 동일한 서브캐리어 성분으로부터 구해지기 때문에 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(104 -15)에 의해서 심볼마다의 파일럿신호의 집합을 서브캐리어마다의 파일럿신호의 집합으로 변환한다.

즉, 고속 푸리에변환기 출력에서의 n번째 안테나가 수신한 m번째 심볼의 서브캐리어(i)의 수신 성분을  $p_{in}^m$ 로 하면, n번째의 안테나에서 수신된 m심볼째의 수신 파일럿신호의 모든 서브캐리어 성분을 기억한다. 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(104 -15)는 모든 안테나의 모든 심볼에 대한  $N \times N$ 개의 수신 파일럿 심볼 행렬을 얻은 후에 수학적 식 17에 나타내는 바와 같은 서브캐리어(i)에 대한 모든 심볼 성분으로 구성되는 수신 서브캐리어 파일럿신호 행렬( $PR^i$ )로 재구성한다.

수학적 식 17

$$PR^i = \begin{pmatrix} pr_{1n}^i & pr_{1n}^i & \dots & pr_{1N}^i \\ pr_{2n}^i & pr_{2n}^i & \dots & pr_{2N}^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ pr_{Nn}^i & pr_{Nn}^i & \dots & pr_{NN}^i \end{pmatrix}$$

서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104 -16 -1 ~ 104 -16 -I)에서는 상기 수신

서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(104 -15)에서 계산된 서브캐리어(i)에 대한 수신 서브캐리어 파일럿 행렬( $PR^i$ )을 읽어 들인다. 이는 송신 파일럿신호가 통신로를 통과해서 다중화된 것이므로 서브캐리어 절환 함수 행렬( $S^i$ )을 이용하면  $P^i \cdot S^i = PR^i$ 로 표현된다.

서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104 -16 -1 ~ 104 -16 -I)는 각 서브캐리어의 수신 파일럿신호의 행렬에 대해서 송신 파일럿신호의 역행렬을 승산함으로써 각 서브캐리어의 임의의 송신안테나와 수신안테나의 세트에 대한 전달함수의 세트인 행렬( $S^i$ )을 다음과 같이 구해진다.

$$S^i = (P^i)^{-1} \cdot PR^i$$

구해진 전달함수의 행렬( $S^i$ )에서 전달 함수의 역행렬( $(S^i)^{-1}$ )이 얻어지고 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104 -16 -1 ~ 104 -16 -I)에 기억된다. n번째 안테나에서의 정보 심볼의 서브캐리어(i)에서의 신호점을  $r_{in}^i$ 로서  $r_{in}^i$ 가 n열째의 성분이 되는 1행 N열의 정보 신호 행렬( $R^i$ )

$$R = (r'_1, r'_2, \dots, r'_N)$$

에 대해서

간접 캔슬러(104 -17)에서는 각 서브캐리어마다 전달함수의 역행렬  $((S')^{-1})$ 을 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104 -16 -1 ~ 104 -16 -I)로부터 읽어내고, 정보신호 행렬  $(R^{-1})$ 에 우측으로부터 승산함으로써 수신신호 성분을 송신신호 성분마다 분리한다. 간접 성분이 분리된 신호는 복조기(104 -18 -1 ~ 104 -18 -N)에 의해서 정보로 복조된다.

본 실시예에 의하여 파일럿신호를 모든 안테나에서 동일 시각에 송신할 수 있기 때문에 파일럿신호가, 예를 들어 제1 실시예와 동일한 심볼 길이어면서 파일럿신호 전체의 전력이 N배가 되며 전달함수의 추정이 더 정확하게 되어 특성 개선이 실현된다. 또한, 에너지적으로도 제1 실시예에 비해서 유리하다.

I개의 송신 서브캐리어 파일럿 행렬 발생기(103 -1 -1 ~ 103 -1 -I)가 송신 서브캐리어 파일럿신호 행렬  $(P^{-1})$ 의 모든 요소에 대해서 절대치가 동일한 복소수를 할당하도록 해도 좋다. 이 결과, 파일럿신호의 시간 파형의 진폭 변동이 감소된다. 그리고, 이 경우 OFDM신호 전송시스템의 구성은 상술한 바와 동일하다.

(제11 실시예)

본 발명의 제11 실시예를 도 15에 도시한다. 본 실시예에서의 OFDM신호 전송시스템은 OFDM신호 송신장치(105)와 OFDM신호 수신장치(106)로 구성된다. OFDM신호 송신장치(105)는 기본 송신 파일럿신호 행렬을 부여하는 기본 송신 파일럿신호 발생기(105 -1), 기본 송신 파일럿신호 행렬을 부호 변환하고, 각 계통에 주는 송신 파일럿신호 부호 변환기(105 -2), N개의 데이터 변환기(105 -3 -1 ~ 105 -3 -N), N개의 다중화 회로(105 -4 -1 ~ 105 -4 -N), N개의 고속 역푸리에 변환기(105 -5 -1 ~ 105 -5 -N), 심볼타이밍 발생기(105 -6), N개의 송신용 주파수 변환기(105 -7 -1 ~ 105 -7 -N), 송신용 국부발진기(105 -8), N개의 송신안테나(105 -9 -1 ~ 105 -9 -N)로 구성된다.

그리고 각 안테나에서 송신되는 데이터신호  $(T_1, T_2, \dots, T_N)$ 에는 수신측에서 동기를 취하기 위해서 필요한 프리앰블이 미리 부가되어 있는 것으로 고려된다. 한편, OFDM신호 수신장치(106)는 N개의 수신안테나(106 -10 -1 ~ 106 -10 -N), N개의 수신용 주파수 변환기(106 -11 -1 ~ 106 -11 -N), 수신용 국부발진기(106 -12), N개의 고속 푸리에 변환기(106 -13 -1 ~ 106 -13 -N), 타이밍신호 발생기(106 -14), 당해 고속 푸리에 변환기(106 -13 -1 ~ 106 -13 -N)로부터 출력되는 N개의 안테나가 N심볼씩 출력하는 파일럿신호를 서브캐리어마다 N행 N열의 수신 서브캐리어 파일럿 행렬로 구성하는 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(106 -15), 상기 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(106 -15)에서 구성된  $N \times N$ 의 서브캐리어 성분을 N행 N열의 행렬로서 독출하여, 이 행렬에 당해 서브캐리어에 대한 송신 서브캐리어 파일럿 행렬의 역행렬을 승산함으로써 서브캐리어 전달함수를 계산하고, 계산된 서브캐리어 전달함수 행렬의 역행렬을 계산해서 기억하는 I개의 서브캐리어 간접 보상 행렬 연산기(106 -16 -1 ~ 106 -16 -I)와 당해 서브캐리어 간접 보상 행렬 연산기로부터 서브캐리어 전달함수 역행렬을 독출하여 각 서브캐리어 정보신호의 당해 고속 푸리에 변환기의 출력과 승산함으로써 각 서브캐리어의 신호를 분리하는 간접 캔슬러(106 -17)와 N개의 복조기(106 -18 -1 ~ 106 -18 -N)로 구성된다.

송신 서브캐리어 파일럿 행렬 발생기(103 -1 -1 ~ 103 -1 -I), 송신 파일럿신호 구성기(103 -2) 대신에 기본 송신 파일럿신호 발생기(105 -1), 송신 파일럿신호 부호 변환기(105 -2)를 이용하는 구성으로 되어 있는 점을 제외하고는 제10 실시예(도 12)와 동일하다. 기본 송신 파일럿신호 발생기(105 -1)에서는 기본이 되는 1행 N열의 송신 기본 파일럿신호의 행렬(B)을 발생시킨다. 행렬(B)의 요소는 절대치가 동일하며 부호만이 다른 실수의 세트만으로 구성되고 부호의 조합은 역 고속푸리에 변환을 행하고 나서 생성되는 시간 파형의 진폭 변동치가 적은 것으로 한다.

예를 들어, 서브캐리어 수(52), FFT 포인트 수(64)인 경우의 송신 기본 파일럿신호( $B_{ex}$ )를 다음에 도시한다. 서브캐리어 간격을  $\Delta f$ 로 하고 정보를 송신하는 베이스밴드에서의 서브캐리어 주파수는  $-26\Delta f \sim 26\Delta f$ 로 한다. 단, DC 성분이 되는 서브캐리어( $0\Delta f$ )는 이용하지 않기 때문에 DC 성분에 대응하는 요소 값은 0으로 한다. 수학적식 18에서의 파일럿신호의 집합은 서브캐리어의 베이스밴드 주파수인  $-26\Delta f, 125\Delta f \dots -\Delta f, DC \text{ 성분}, \Delta f, \dots, 26\Delta f$ 라는 배열에 대응하고 있다. 또한, 모든 서브캐리어의 진폭을 1로 정규화하고 있다.

수학적식 18

$$B_{ex} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

송신 파일럿신호 부호 변환기(105-2)에서는 기본 파일럿신호가 각 안테나, 심볼에서 이용되는 부호 정보인 파일럿 심볼 부호 행렬(BI)에 근거해서 각 안테나 파일럿 심볼로서  $B_{ex}$  또는  $-B_{ex}$  중 하나를 부여한다. 파일럿 심볼 부호 행렬(BI)은 모든 부호 행렬이 "1" 또는 "11"로 구성되어 역행렬을 가진다. N=4인 경우에서의 파일럿 심볼 부호 행렬(BI)의 예를 수학적식(19)에 나타낸다.

수학적식 19

$$BI = \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

파일럿 심볼 부호 행렬(BI)의 n행 m열 성분의 부호는 n번째의 안테나가 m 심볼째에 송신해야 할 파일럿 심볼을 나타내고 있고, 값이 "1" 이라면  $B_{ex}$  를, " -1" 이라면  $-B_{ex}$  를 다중화 회로(105-4-1~105-4-N)에 부여한다. 즉, 상기 예에서 파일럿 심볼의 첫 심볼째의 시각에서는 파일럿 심볼 부호 행렬(BI)의 첫 열째 성분에 대응하며 다중화 회로(105-4-1~105-4-4)에는 모두  $B_{ex}$  가 입력된다.

2심볼째 시각에서 다중화 회로(105-4-1~105-4-3)에는  $-B_{ex}$  가 입력되고 다중화 회로(105-4-2~105-4-4)에는  $B_{ex}$  가 입력된다. 3심볼째 시각에서는 다중화 회로(105-4-1~105-4-4)에는  $-B_{ex}$  가 입력되며 다중화 회로(105-4-2~105-4-3)에는  $B_{ex}$  가 입력된다. 4심볼째 시각에서는 다중화 회로(105-4-1~105-4-2)에는  $-B_{ex}$  가 입력되고 다중화 회로(105-4-3~105-4-4)에는  $B_{ex}$  가 입력된다.

이상과 같이 파일럿신호를 구성하면, 어느 서브캐리어에 대한 서브캐리어 송신 파일럿신호 행렬은 역행렬을 갖는 BI 또는  $-BI$  중 어느 한 행렬이 되므로, 전달함수의 추정치가 가능하다. 또한, 각 안테나가 송신하는 파일럿 심볼은  $B_{ex}$  또는  $-B_{ex}$  중 어느 하나가 되기 때문에 진폭 변동이 적은 파형이 된다.

또한, 상기와 같이 구성함으로써 서브캐리어 전달함수 역행렬의 연산을 행할 수 있다. 또한, 서브캐리어 파일럿신호 행렬이 하나가 되고 파일럿 심볼의 패턴이 2가지로 한정되므로 기본 송신 파일럿신호 발생기(105-1) 및 송신 파일럿신호 부호 변환기(105-2)(특허청구 범위에 있어서 파일럿신호를 생성하는 "서브캐리어 파일럿 행렬 발생기" 및 "송신 파일럿신호 구성기"에 대응함)의 기억회로 삭감으로 이어져 대폭적인 회로 규모의 축소가 실현된다.

상술한 제10 실시예에서의 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(104-16-1~104-16-I) 및 본 실시예에서의 서브캐리어 전달함수 행렬 연산기(106-16-1~106-16-I)의 내부 구성을 도 16에 도시한다. 이 예에 있어서의 송수신안테

나 숫자는 N=2로 했다. 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(107)는 복소가산기(107 -1 -1~107 -1 -4), 복소승산기(107 -1 -5~107 -1 -6), 감산기(107 -2), 복소제산기(107 -3 -1), 복소승산기(107 -3 -2~107 -3 -5), 복소승산기(107 -4 -1~107 -4 -8), 부호 변환기(107 -5 -5, 107 -5 -2), 역행렬 메모리(170 -6)로 구성된다.

서브캐리어(i)에서의 수신 파일럿신호 성분인  $r_{n1}^i, r_{n2}^i$ 에 대해서, 제일 먼저 송신 서브캐리어 파일럿 행렬의 역행렬을 승산함으로써 서브캐리어 전달함수 행렬(S')을 구하고 S'에서 간섭 캔슬을 행하기 위한 서브캐리어 전달함수 역행렬((S')<sup>-1</sup>)을 구한다. 서브캐리어 전달함수 행렬(S')을 구하기 위해서는 수학식 20의 연산을 실시한다.

수학식 20

$$S' = (P')^T \cdot R' = \begin{pmatrix} (P'_{11})^T & (P'_{12})^T \\ (P'_{21})^T & (P'_{22})^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (r'_{11})^T & (r'_{12})^T \\ (r'_{21})^T & (r'_{22})^T \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} (P'_{11})^T \cdot r'_{11} + (P'_{12})^T \cdot r'_{21} & (P'_{11})^T \cdot r'_{12} + (P'_{12})^T \cdot r'_{22} \\ (P'_{21})^T \cdot r'_{11} + (P'_{22})^T \cdot r'_{21} & (P'_{21})^T \cdot r'_{12} + (P'_{22})^T \cdot r'_{22} \end{pmatrix} \\ (P')^T = \begin{pmatrix} (P'_{11})^T & (P'_{12})^T \\ (P'_{21})^T & (P'_{22})^T \end{pmatrix}$$

서브캐리어 전달함수 행렬(S<sub>i</sub>)의 요소인  $r_{n1}^i, r_{n2}^i$ 를 설명의 편의상 각각 A, B, C, D라고 한다. 이에 따라, 서브캐리어 전달함수 역행렬(S<sub>i</sub>)<sup>-1</sup>의 제1행 제1열( $s'_{11}$ ), 제2행 제1열( $s'_{21}$ ), 제1행 제2열( $s'_{12}$ ), 제2행 제2열( $s'_{22}$ )은 각각 D, -B, -C, A를 각각 행렬식(AD-BC)으로 제산한 값이 된다.

우선, 수학식 20에 따라서 복소승산기(107 -4 -1, 107 -4 -2) 및 복소가산기(107 -1 -1)로 A의 값을 계산한다. 마찬가지로 복소승산기(107 -4 -5, 107 -4 -7) 및 복소가산기(107 -1 -2)에서 B의 값을 계산하며 복소승산기(107 -4 -6, 107 -4 -8) 및 복소가산기(107 -1 -3)에서 C의 값을 계산하고 복수 승산기(107 -4 -3, 107 -4 -4) 및 복소가산기(107 -1 -4)에서 D의 값을 계산한다.

다음에, 복소승산기(107 -1 -5, 107 -1 -6)는 각각 AD, BC의 값을 계산하고 이들 결과를 기초로 해서 감산기(107 -2)는 AD-BC를 계산하며, 복소제산기(107 -3 -1)가  $1/(AD-BC)$ 를 계산한다. 다음에, 복소승산기(107 -3 -2~107 -3 -5)가 각각 A, B, C, D를  $1/(AD-BC)$ 로 승산한 결과를 구한다. 이에 따라,  $s'_{11}$ 로서의 D/(AD-BC)가 얻어지며,  $s'_{21}$ 로서 A/(AD-BC)가 구해진다. 또한, 부호 변환기(107 -5 -1, 107 -5 -2)에 의하여 복소승산기(107 -3 -3, 107 -3 -4)의 출력 부호를 반전함으로써  $s'_{12}$ ,  $s'_{22}$ 로서 각각 -B/(AD-BC), -C/(AD-BC)가 구해진다. 그리고 구해진  $s'_{11} \sim s'_{22}$ 가 역행렬 메모리(107 -6)에 기억된다.

상기와 같이 서브캐리어 전달행렬(S')을 구하기 위해서는 13가지의 복소승산을 할 필요가 있으며, 복소승산기(107 -4 -1~107 -4 -8, 107 -1 -5, 107 -1 -6, 107 -3 -2~107 -3 -5)에서 계산된다. 또한, 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(107) 내에서 복소승산기의 구성을 도 17에 도시한다. 복소승산기(108)는 실승산기(108 -1 -1~108 -1 -4), 실가산기(108 -2 -1), 실감산기(108 -2 -2)로 구성된다. 예를 들어,  $(p_{n1}^i)^T r_{n1}^i$ 의 항을 계산하기 위해서는  $(p_{n1}^i)^T = a + j b$ ,  $r_{n1}^i = c + j d$ (단, j는 허수 단위)라고 하면,

$$(p_{in}^i)' \cdot r_{in}^i = (a+jb) \cdot (c+jd)$$

$$= (ac - bd) + j(ad + bc)$$

로 되기 때문에, 실수 승산을 4번 실시할 필요가 있다. 그렇지만, 파일럿신호의 각 성분이 부호가 다르고 절대치(절대치를 h로 함)가 동일한 2가지 실수를 사용한 경우는 임의의 i, m, n에 대해서  $p_{in}^i$ 는 h 또는 -h가 된다.  $P^i$ 는 실수만으로 구성되므로  $(p_{in}^i)' = h_{mn}$  (단,  $h_{mn}$ 는 실수)가 된다. 따라서, 상기 예와 마찬가지로  $(p_{in}^i)' \cdot r_{in}^i$ 의 항을 계산하는 것을 고려하면,

$$(p_{in}^i)' \cdot r_{in}^i = h_{mn} \cdot (c+jd)$$

$= h_{mn} \cdot c + j h_{mn} \cdot d$ 가 되기 때문에, 필요한 실승산기는 2개가 된다. 또한,  $h_{mn}$ 를 2의 k승으로 설정함으로써 a와  $h_{mn}$ 의 승산 및 b와  $h_{mn}$ 의 승산은 a 및 b를 k비트 시프트하는 시프트 레지스터로 치환할 수 있게 된다. 이상을 감안하여 복소승산기의 구성 예를 도 18에 나타낸다. 복소승산기(109)는 부호 변환기(109-1-1~109-1-2), 시프트 레지스터(109-2-1~109-2-2)로 구성된다.

입력(1)에 수신 파일럿신호의 실수 성분 및 허수 성분이 입력되고, 입력(2)에 수신 파일럿신호의 성분에 대응하는 송신 파일럿신호의 부호 부분이 입력된다. 입력된 수신 파일럿신호 및 송신 파일럿신호의 부호는 처음에 부호 변환기에 입력된다. 입력된 송신 파일럿신호 성분의 부호가 양이라면, 수신 파일럿신호의 성분은 그대로 출력되며, 송신 파일럿신호의 성분 부호가 음이라면 수신 파일럿신호의 성분이 부호 반전되어 출력된다.

다음에, 부호 변환기(109-1-1, 109-1-2)의 출력은 각각 시프트 레지스터(109-2-1, 109-2-2)에 입력된다. 모든 송신 파일럿신호의 절대치를 동일(2의 k승)한 것으로 하고 있기 때문에, 승산기는 필요가 없으며 k비트 좌측에 비트 시프트를 행하는 시프트 레지스터를 이용하면 된다. 이상의 회로 구성을 채용하면, 복소승산기를 부호 변환기 및 시프트 레지스터의 간소한 구성으로 만들 수 있게 된다. 안테나 숫자(N)의 값이 커지면 커질수록 역행렬 승산을 위해서 필요하게 되는 복소승산기의 숫자는 증가하므로 회로 규모 삭감의 효과는 커진다.

이상과 같이 송신 서브캐리어 파일럿 행렬의 성분은 모드 절대치가 동일하고 부호만이 다른 실수의 세트이기 때문에 수신측 파일럿신호의 역행렬 계산에서의 승산시에 복소승산기를 사용할 필요는 없고 부호 반전 및 시프트 레지스터를 이용하는 것만으로 실현할 수 있으므로, 회로 규모를 축소할 있게 된다.

(제12 실시예)

본 발명의 제12 실시예를 도 19에 나타낸다. 본 실시예에서의 OFDM신호 송신장치의 구성은 상술한 제11 실시예에 대해서 기능 변경을 행하는 것을 전제로 한다. 그렇지만, 예를 들어 제10 실시예에서의 OFDM신호 송신장치를 기능 변경하는 것으로도 실현 가능함은 명백하다. 본 실시예에서의 OFDM신호 전송시스템은 OFDM신호 송신장치(110)와 OFDM신호 수신장치(111)로 구성된다.

OFDM신호 송신장치(110)는 기본 송신 파일럿신호 발생기(110-1), 각 안테나에서 송신되는 송신 파일럿 심볼을 모든 심볼에 대해서 G회 반복해서 부여하는 송신 파일럿신호 부호 변환기(110-2), N개의 데이터 변환기(110-3-1~110-3-N), N개의 다중화 회로(110-4-1~110-4-N), N개의 고속 역푸리에 변환기(110-5-1~110-5-N), 심볼타이밍 발생기(110-6), N개의 송신용 주파수 변환기(110-7-1~110-7-N), 송신용 국부발진기(110-8), N개의 송신안테나(110-9-1~110-9-N)로 구성된다.

그리고 각 안테나에서 송신되는 데이터 신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )에는 수신측에서 동기를 취하기 위해서 필요한 프리앰블이 미리 부가되어 있는 것으로 고려된다. 한편, OFDM신호 수신장치(111)는 N개의 수신안테나(111-10-1~111-10-N), N개의 수신용 주파수 변환기(111-11-1~111-11-N), 수신용 국부발진기(111-12), N개의 고속푸리에변환기(111-13-1)~111-13-N, 타이밍신호 발생기(111-14), 당해 고속 푸리에변환기(111-13-1~111-13-N)에서 출력되는 N개의 안테나가  $N \times G$  심볼씩 출력하는 파일럿신호를 심볼마다 반복하여 G회 송신되는 동일한 파일럿 심볼에 평균화하는 수신 파일럿신호 평균화 회로(111-15-1~111-15-N), 상기 수신 파일럿 심볼 평균화 회로의 출력인  $N \times N$ 심볼의 수신 파일럿심볼을 읽어내며 서브캐리어마다  $N \times N$ 개의 성분을 추출하고, N행 N열의 수신 서브캐리어 파일럿 행렬을 I개 구성하는 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(111-16), 상기 수신 서브캐리어 파일럿 행렬(111-16)에서 구성된 수신 서브캐리어 파일럿 행렬을 독취하며 이 행렬에 당해 서브캐리어에 대한 송신 파일럿신호 행렬의 역행렬을 승산해서 당해 서브캐리어에 대한 서브캐리어전달함수를 계산하고, 계산된 전달함수의 역행렬을 계산해서 서브캐리어 전달함수 역행렬로서 기억하는 I개의 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기(111-17-1~111-17-I)와 당해 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기로부터 서브캐리어 전달함수 역행렬을 읽어내고, 각 서브캐리어의 정보신호의 당해 고속 푸리에변환기의 출력과 승산함으로써 각 서브캐리어의 신호를 분리하는 간섭 캔슬러(111-8)와 N개의 복조기(111-19-1~111-19-N)로 구성된다.

OFDM신호 송신장치(110)에서의 송신 파일럿신호 부호 변환기(110-2)에서는 모든 송신 파일럿 심볼을 G회씩 반복한다.  $N=4, G=2$ 인 경우를 예로 든다면, 송신되는 파일럿신호의 구성은 도 20에서 도시된 형태가 된다. 즉, 제11 실시예에서, 파일럿 심볼 부호 행렬(BI)의 모든 성분을 행 방향으로 G회 반복하면, 원하는 파일럿신호의 구성이 구해진다.  $N=4, G=2$ 인 경우에서의 BI( $BI_{(N,G)=(4,2)}$ )로 함)는 N행 ( $N \times 2$ )열의, 즉 4행 8열의 행렬이 되어 수학식 21에 도시된 구성이 된다.

수학식 21

$$BI_{(N,G)=(4,2)} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

OFDM신호 수신장치(111)에서는 이미 알려진 송신 파일럿 심볼의 반복 패턴을 기초로 반복 송신과 반대 조작이 되는 평균화를 수신 파일럿신호 평균화 회로(111-15-1~111-15-N)에서 행한다. 즉, N개의 안테나에서  $N \times G$  심볼씩 수신된 파일럿신호의 고속 푸리에변환기(111-13-1~111-13-N)의 출력에 대해서, 각 수신 파일럿신호 평균화 회로(111-15-1~111-15-N)에서는 첫 심볼째에서 G 심볼째까지를 합성하여 첫 수신 파일럿 심볼을 생성하며,  $G+1$  심볼째부터  $G \times 2$  심볼째를 합성하고 두 번째의 수신 파일럿 심볼을 생성하고 ...라고 하는 조작을 N회 반복해서 각 안테나에서  $N \times G$  심볼 수신되는 파일럿신호를 N 심볼에 합성하며 수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(111-16)에 넘겨준다.

수신 서브캐리어 파일럿 행렬 구성기(111-16) 이후의 처리는 상술한 제10 실시예에서 설명한 것과 동일하다. 이 조작에 의하여 각 파일럿신호에 대해서 부여된 전력은 반복 회수(G)와 동수배가 되어 파일럿신호의 잡음 성분이 줄고 보다 정확한 전달함수 추정이 가능하게 된다.

이상 설명한 제10 실시예 내지 제12 실시예에서는 전달함수의 추정을 위해서 사용되는 송신 파일럿신호의 신호 공간 이용 효율을 개선하기 위해서 OFDM신호 송신장치에서 파일럿신호로서 서브캐리어마다 구성되는 각 안테나와 OFDM 심볼에 의해서 확보되는 공간, 즉 어느 서브캐리어에 대한 공간 및 시간축의 2차원 공간에서의 파일럿신호의 성분을 행렬로 정하여 서브캐리어마다 송신 파일럿신호 성분에 대한 N행 N열의 행렬이 역행렬을 가지도록 구성해서 송신을 행하



고, OFDM신호 수신장치에서 수신된 파일럿신호에 송신 파일럿신호의 역행렬을 승산함으로써 전달함수를 구한다.

따라서, 전달함수 추정을 위한 파일럿신호를 모든 안테나에서 동시에 송신할 수 있게 된다. 이에 따라, 파일럿신호를 송신함에 있어서 필요하게 되는 시간은 파일럿신호를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 송신한 경우와 동일하면서 파일럿신호를 다중화함으로써 전체 전력을  $N$ 배로 할 수 있다. 이 때문에 파일럿신호를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 송신한 경우와 비교해서 송수신안테나의 계통수( $N$ )에 대해서 파일럿신호의 신호 대 잡음 전력비를  $N$ 배로 할 수 있게 되어 보다 정확한 전달함수의 추정을 할 수 있게 되며 신뢰도가 향상되고 에러율 특성의 향상을 실현할 수 있다.

파일럿신호를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 송신할 경우, 제10 내지 제12의 실시예와 동일한 심볼 길이로 본 실시예와 동일한 신호 전력의 파일럿신호를 송신하기 위해서는 각 파일럿 심볼을  $N$ 개씩 송신하게 되어 제10 실시예 내지 제12 실시예에 비하면 주파수 이용 효율이 저하된다. 제10 내지 제12의 실시예에서는 파일럿신호를 송신하는 시간을 늘리는 일이 없이 다중화함으로써 전력 증가를 실현하고 있으며 주파수 이용 효율을 내리지 않고 전달함수의 추정 정밀도를 향상시킬 수 있다.

또한, 전달함수를 추정하기 위한 송신 파일럿 심볼의 모든 서브캐리어 성분의 진폭치를 동일한 것으로 함으로써 파일럿 심볼의 역 고속푸리에 변환출력인 시간 파형의 진폭 변동치를 억압할 수 있게 된다.

또한, 송신 서브캐리어 파일럿 행렬을 서브캐리어마다 가지는 것 대신에, 기본 파일럿신호 행렬을 각 안테나의 파일럿 신호마다 심볼 단위로 부호를 변경해서 부여함으로써 동등한 처리를 해서 회로 규모의 삭감을 실현할 수 있다.

또한, 파일럿신호의 서브캐리어 성분을 모든 절대치가 동일하며 부호만이 다른 실수의 세트만으로 구성하고, 서브캐리어 전달함수 역행렬에 의하여 OFDM신호 수신장치 쪽에서 행렬 연산에 있어서의 복소승산기의 숫자를 줄일 수 있게 된다. 또, 이 회로 규모 삭감이 효과는 안테나 숫자( $N$ )가 증가하면 할수록 큰 것이 된다.

또한, OFDM신호 송신장치에서 모든 안테나의 모든 송신 파일럿신호를  $G$ 회 반복해서 구성하고, OFDM신호 수신장치에서  $G$ 회 반복되는 수신 파일럿신호의  $G$  심볼의 평균을 취하고 파일럿 심볼의 신호 대 잡음 전력비를  $G$ 배로 함으로써 전달함수를 더 정확하게 추정할 수 있게 된다.

#### (제13 실시예)

본 실시예 및 후술하는 제14 실시예는 통신로에서 얻어지는 아날로그 정보를 신뢰도로서 이용하는 연(軟)판정 오차정정의 효율을 향상시킬 수 있는 OFDM신호 전송시스템이다.

도 21은 본 발명의 제13 실시예의 OFDM신호 전송 시스템(210)의 구성을 나타내는 블록도이다. OFDM신호 전송시스템(210)은 OFDM신호 송신장치(201)와 OFDM신호 수신장치(202)로 구성된다. 여기서는 설명의 편의상 OFDM신호 전송시스템(210a), OFDM신호 송신장치(201a), OFDM신호 수신장치(202a)로서 설명한다. 그리고 지금까지의 실시예와 마찬가지로 OFDM신호 송신장치(201a)에는 데이터 변환기, 파일럿신호 발생 수단, 다중화 회로, 심볼타이밍 발생기, 송신용 주파수 변환기, 송신용 국부발진기 등이 마련되어 있으며, OFDM신호 수신장치(202a)에는 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 타이밍신호 발생기 등이 마련되어 있지만, 도 21에서는 이들 구성 요소의 도시를 생략했다.

OFDM신호 송신장치(201a)에서, 211은 에러정정 부호기이고 N개의 송신 데이터 계열을 에러정정 부호화한다. 그리고 본 실시예에서는 에러 부호화 복호화 기술로서 강력한 에러정정인 길쌈짜기 부호화 - 연판정 비터비 복호를 적용하는 경우를 예로 들어서 설명한다. 212는 N개의 고속 역푸리에 변환기이고, 213은 N개의 송신안테나이다. 그리고 여기서는 "N" 이란 2 이상의 정수이다.

OFDM신호 수신장치(202a)에 있어서 311은 N개의 수신안테나이고, 312는 N개의 고속 푸리에변환기이다. 313은 서브캐리어 데이터 구성기이며 고속 푸리에변환기(312)의 출력을 서브캐리어마다의 I계열(I는 자연수)로 변환한다. 314는 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기로서 고속 푸리에변환기(312)에서 모든 조합의 송수신안테나 간 서브캐리어마다의 전달계수 행렬을 추정해서 그 역행렬을 계산한다. 315는 I개의 서브캐리어 간섭 캔슬러로서 서브캐리어 데이터 구성기(313)의 I 계통의 출력과 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(314)의 I 계통의 승산을 행한다.

316은 I개의 가중계수 연산기로서, 서브캐리어 데이터 구성기(313)의 I 계통의 출력에서 가중계수를 계산한다. 317은 I 개의 승산기로서, I개의 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)의 출력과 I개의 가중계수 연산기(316)의 출력을 승산한다. 318은 심볼 데이터 변환기로서, 승산기(317)의 출력을 심볼마다의 계열로 변환한다. 319는 복조기이다. 320은 연판정 에러정정 복호기이다.

서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(314)는 i번째(i는 1 이상 I 이하의 정수)의 OFDM 서브캐리어에 있어서의 m번째(m은 1 이상 N 이하의 정수)의 송신안테나와 n번째(n은 1 이상 N 이하의 정수)의 수신안테나 사이의 전달계수( $S_{nm}^i$ )를 m행 n열의 성분으로 하는 전달계수 행렬( $S^i$ )의 역행렬( $(S^i)^{-1}$ )을 계산한다. 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)는 수신한 N 심볼의 데이터신호에 있어서의 서브캐리어(i)에 대한 성분에  $(S^i)^{-1}$ 을 승산하여 상호 간섭을 보상하고 송신되는 데이터신호를 분리한다.

4

또한, 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)는 역행렬을 승산함으로써 신호 등화와 동일한 효과를 달성한다. 이에 따라, 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)에서의 출력 진폭은 본래의 수신 진폭에 상관없이 도 21의 (B)에 일례를 도시하는 바와 같이 대응하는 송신 심볼 데이터신호의 일정 진폭치에 마스크된다. 즉, 간섭 캔슬러에 의해서 원래의 디지털 신호를 재현하는 방향으로 작용하기 때문에 진폭이 항상 일정하게 된다. 이에 따라, 가령 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)의 출력을 심볼 데이터 변환기(318)에 그대로 입력하면 복조기(319)에서 산출되는 수신 데이터의 우도(尤度; likelihood)는 본래 얻어질 값이 아니라 일정하게 가까운 값으로 우도 계산의 출력치가 수신 시의 진폭을 반영하지 않게 된다. 이 때문에 연판정 에러정정을 위한 정보가 얻어질 수 없고 경판정으로 되어, 연판정 에러정정 복호기(320)가 그 본래의 능력을 충분히 발휘할 수 없게 된다.

이와 같이 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)에서 수신하는 데이터신호의 진폭 정보가 상실되기 때문에 본 실시예의 OFDM신호 전송시스템(210a)에서는 서브캐리어 데이터 구성기(313)의 I 계통의 출력에서 수신신호가 갖는 진폭 정보를 나타내는 가중계수를 가중계수 연산기(316)에서 취득한다. 즉, 본 실시예의 OFDM신호 전송시스템(210a)은 가중계수 연산기(316) 및 승산기(317)를 갖추는 것을 특징으로 한다.

가중계수 연산기(316)가 취득하는 가중계수( $W_{i1}^1, W_{i2}^1, \dots, W_{iN}^1$ )는 다수 생각되지만, 여기서는 내잡음성에 가장 우수한 수신신호의 신호 대 잡음 전력비(SNR)로 계산하는 예를 설명한다.

N 계통의 송신 데이터에서의 서브캐리어(i)에 대한 성분을  $U_{i1}^1, U_{i2}^1, \dots, U_{iN}^1$ , N 계통의 수신 데이터에 포함되는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 성분의 서브캐리어(i)에 대한 성분을  $n_{i1}^1, n_{i2}^1, \dots, n_{iN}^1$ 로 하면, N 계통의 수신 데이터에서의 서브캐리어(i)에 대한 성분( $r_{i1}^1, r_{i2}^1, \dots, r_{iN}^1$ )은 벡터 형식에 의하여 다음 수학적식으로 표기할 수 있다.

수학식 22

$$r^i = U^i \cdot S^i + n^i$$

여기서

$$r^i = [r_1^i, r_2^i, \dots, r_N^i], U^i = [U_1^i, U_2^i, \dots, U_N^i], n^i = [n_1^i, n_2^i, \dots, n_N^i]$$

수학식 23

$$S = \begin{pmatrix} S'_{11} & S'_{12} & \dots & S'_{1N} \\ S'_{21} & S'_{22} & \dots & S'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S'_{N1} & S'_{N2} & \dots & S'_{NN} \end{pmatrix}$$

이다. 단, "m" 이 m번째 ( $1 \leq m \leq N$ )의 송신안테나(213)를 나타내고 있고, "n" 이 n번째 ( $1 \leq n \leq N$ )의 수신안테나(311)를 나타내고 있다고 할 때,  $S'_{mn}$ 는 상기 송신안테나(213)와 수신안테나(311)를 거치는 전반로의 전달계수이다.

여기서, 수학식 22에 제시하는 식의 양변에 서브캐리어 전달계수 역행렬  $(S^i)^{-1}$  을 승산하면,

수학식 24

$$\tau^i = U^i = n^i \cdot (S^i)^{-1}$$

가 된다. 여기서,

수학식 25

$$(S^i)^{-1} = \begin{bmatrix} S'^{-1}_{11} & S'^{-1}_{12} & \cdot & \cdot & S'^{-1}_{1N} \\ S'^{-1}_{21} & S'^{-1}_{22} & \cdot & \cdot & S'^{-1}_{2N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S'^{-1}_{N1} & S'^{-1}_{N2} & \cdot & \cdot & S'^{-1}_{NN} \end{bmatrix}$$

이다.

여기서,  $\tau^i$ 는 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)의 출력인  $\tau^i_1, \tau^i_2, \dots, \tau^i_N$ 의 벡터 표시이다. 가령 송신 데이터( $U^i_1, U^i_2, \dots, U^i_N$ )의 진폭이 모두  $|U|$ 로 동일하다고 하면,  $\tau^i_1, \tau^i_2, \dots, \tau^i_N$ 의 신호 대 잡음 전력비는,

수학식 26

$$SNR(\tau^i) = \frac{|U|^2}{|n'_1 S'^{-1}_{11} + n'_2 S'^{-1}_{21} + \dots + n'_N S'^{-1}_{N1}|^2}$$

로 된다.

단,  $j$ 는  $N$  이하의 자연수이다.  $n_1^i, n_2^i, \dots, n_N^i$ 는 독립한 가우스 분포를 취하므로 수학적식 26은 다음 식과 같이 근사할 수 있다.

수학적식 27

$$SNR(\sigma_i^2) = \frac{|U|^2}{\{|s_{1,i}''|^2 + |s_{2,i}''|^2 + \dots + |s_{N,i}''|^2\} \sigma_i^2}$$

단,  $\sigma_i^2$ 는  $n_1^i, n_2^i, \dots, n_N^i$ 의 복소 가우스분포에서의 분산이다.

여기서, 수신신호의 잡음 전력은 각 서브캐리어에서 동일하므로 각 서브캐리어의 SNR 비율은 각 서브캐리어에서의 수신 진폭의 2승의 비율과 등가가 된다. 따라서,  $\tau_{i_1}, \tau_{i_2}, \dots, \tau_{i_N}$ 에 대한 가중계수( $W_{i_1}, W_{i_2}, \dots, W_{i_N}$ )는 수학적식 27에서 구해지는 각 서브캐리어의 SNR에서 다음 수학적식과 같이 표시된다.

수학적식 28

$$W_i = \frac{K}{\sqrt{|s_{1,i}''|^2 + |s_{2,i}''|^2 + \dots + |s_{N,i}''|^2}}$$

단, 수학적식 28에서  $K$ 는 모든 서브캐리어 공통의 정수이다. 이  $W_{i_1}, W_{i_2}, \dots, W_{i_N}$ 라는 가중계수를 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)의 출력에 곱함으로써 상실된 진폭 정보를 재현하고 복조기(319)에서 출력되는 우도로부터 연판정 에러정정 복호기(320)에서 연판정 에러정정을 한다. 이에 따라, 진폭 정보에 근거하는 우도에서 연판정 에러정정 능력을 최대한 발휘할 수 있다.

또한, 도 21에서 (A)는 서브캐리어 간섭 캔슬러 입력 진폭의 일례이다. (B)는 서브캐리어 간섭 캔슬러 출력 진폭의 일례이다. (C)는 가중계수 승산기 출력 진폭의 일례이다. (D)는 복조기 출력 진폭의 일례이다. 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)가 승산함으로써 상실된 진폭 정보를 도 21의 (C)에 일례를 나타내는 바와 같이 회복시킬 수 있다.

(제14 실시예)

본 발명의 제14 실시예에 따른 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도 22에 도시한다. 동 도면에서 도 21의 각부에 대응하는 부분에는 동일 부호를 매겨 그 설명을 생략한다. 본 실시예에서의 OFDM신호 전송시스템(210)은 OFDM신호 송신장치(201)와 OFDM신호 수신장치(202)로 구성된다. 여기서는 설명의 편의상 OFDM신호 전송시스템(210b), OFDM신호 송신장치(210b), OFDM신호 수신장치(202b)로서 설명한다. 지금까지의 실시예와 마찬가지로 OFDM신호 송신장치(201b)에는 데이터 변환기, 파일럿신호 발생 수단, 다중화 회로, 심볼타이밍 발생기, 송신용 주파수 변환기, 송신용 국부발진기 등이 마련되어 있으며, OFDM신호 수신장치(202b)에는 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 타이밍신호 발생기 등이 마련되어 있지만, 도 22에서는 이들 구성 요소의 도시를 생략하고 있다.

OFDM신호 송신장치(201b)는 에러정정 부호기(211), 인터리버(214), 고속 역푸리에 변환기(212), 송신안테나(213)로 구성된다.

OFDM신호 수신장치(202b)는 수신안테나(311), 고속 푸리에변환기(312), 서브캐리어 데이터 구성기(313), 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(314), 서브캐리어 간섭 캔슬러(315), 가중계수 연산기(316), 승산기(317), 심볼 데이터 변환기(318), 복조기(319), 디인터리버(321), 연관정 에러정정 복호기(320)로 구성된다.

인터리버(214) 및 디인터리버(321)의 기능에 대해서 설명한다. 인터리버(214)는 신호를 구성하는 부호의 순서를 바꾸고 디인터리버(321)는 인터리버(214)에 의하여 바뀐 신호의 순서를 원 상태로 되돌리는 기능을 갖춘다.

길쌈짜기 부호 및 비터비 복호에 의한 에러정정은 비트 에러가 이산적으로 나타나는 랜덤 에러에 대해서 유효하지만, 비트 에러가 연속적으로 나타나는 버스트 에러에 대해서는 효과가 없다. 그래서 인터리버(214) 및 디인터리버(321)는 버스트 에러를 랜덤마이즈해서 연관정 에러정정 효과를 향상시킨다.

예를 들어, 이하에 일례를 나타내는 바와 같이 비트 열이 입력된 것으로 한다.

(1) (2) (3) (4) (5) (6) (7) (8) (9) (10) (11) (12) (13) (14) (15) (16)

여기서 상기 ( ) 내 숫자는 각 비트 입력 순서를 나타낸다. 상기와 같은 입력 비트 열을 인터리버(214)는, 예를 들어 다음과 같이 교체하여 배열한다.

(1) (5) (9) (13) (2) (6) (10) (14) (3) (7) (11) (15) (4) (8) (12) (16)

인터리버(214)에 의하여 순서가 바뀐 비트 열은 OFDM신호 송신장치(201b)에서 OFDM신호 수신장치(202b)에 송신된다. 이 사이에 페이딩(감쇠) 등으로 인하여 일부분에 연속된 에러가, 예를 들어 이하와 같이 발생한 것으로 한다.

(1) (5) (9) < 13 > < 2 > < 6 > < 10 > (14) (3) (7) (11) (15) (4) (8) (12) (16)

상기 < > 는 에러가 발생한 비트를 나타낸다. 이러한 경우, 디인터리버(321)가 순서가 바뀐 입력 비트 열을 원 위치로 되돌리기 때문에 연속된 에러는 다음과 같이 랜덤마이즈된다.

(1) < 2 > (3) (4) (5) < 6 > (7) (8) (9) < 10 > (11) (12) < 13 > (14) (15) (16)

이에 따라 길쌈짜기 부호 및 비터비 복호에 의한 에러정정의 효과가 향상된다.

여기서 상술한 구성에서의 실험 결과를 나타낸다.

우선, 도 23을 참조하여 OFDM신호 수신장치(202)의 서브캐리어 간섭 캔슬러(315)에서의 출력신호 진폭의 시간 변화의 실험 결과를 설명한다. 도 23에서는 도 21에 도시하는 OFDM신호 전송시스템(210a)에서 가중계수 연산기(316) 및 승산기(317)를 마련하지 않은 경우(여기서는 편의상 OFDM신호 전송시스템(220)이라고 함)에서의 출력신호 진폭의 시간 변화와 도 21에 일례를 도시하는 OFDM신호 전송시스템(210a)에서의 출력신호 진폭의 시간 변화를 비교하고 있다. 또한, 도 24에서는 OFDM신호 전송시스템(220)에서의 복조기의 출력 우도 진폭의 시간 변화와, OFDM신호 전송시스템(210a)에서의 복조기의 출력 우도 진폭의 시간 변화를 비교하고 있다.

도 23 및 도 24에 도시하는 실험 결과에 있어서, OFDM신호 전송시스템(220)의 파라미터는 다음과 같다.

채널 다중도 수(안테나 숫자=N): 2(송수신 2개씩)

전송 속도: 54Mbps/채널

서브캐리어 수(=I): 48/채널

서브캐리어 변조 방식: 64QAM

에러정정 방식: 부호화율 3/4, 구속장 7의 길쌈짜기 부호화/Viterbi 복호

페이딩: 18파(波) 레일리 페이딩 (rms 지연 스프레드 = 50[ns], 최대 도플러 주파수 = 50Hz)

인터리브: 하지 않음

또한, 도 23 및 도 24에 도시하는 실험 결과에 있어서, OFDM신호 전송시스템 (210a)의 파라미터는 다음과 같다.

채널 다중도 수(안테나 숫자=N): 2(송수신 2개씩)

전송 속도: 54Mbps/채널

서브캐리어 수 (=I): 48/채널

서브캐리어 변조 방식: 64QAM

에러정정 방식: 부호화율 3/4, 구속장 7의 길쌈짜기 부호화/Viterbi 복호

페이딩: 18파 레일리 페이딩 (rms 지연 스프레드 = 50[ns], 최대 도플러 주파수 = 50Hz)

인터리브: 하지 않음

가중계수: 상기 K 값을 K=1로서 실시함

도 23에서, 시간 단위는 OFDM 심볼이다. 또한, OFDM신호 수신장치 (202a)의 서브캐리어 간섭 캔슬러 입력신호는 OFDM신호 전송시스템 (220)에 마련되는 OFDM신호 수신장치의 서브캐리어 간섭 캔슬러에서의 입력신호와 동일한 것으로 한다. OFDM신호 전송시스템 (210a)에서는 도 23에 도시된 바와 같이 출력신호 진폭에서 수신신호가 갖는 본래의 진폭 정보가 재현되어 있다.

도 24에서는 마찬가지로 복조기 (319), OFDM신호 전송시스템 (220)에서의 복조기의 출력 우도 진폭의 시간 변화를 나타낸다. 시간 단위는 OFDM 심볼이다. 도 24에서는 상술한 바와 같이 수신신호가 갖는 본래의 진폭정보가 재현되어 있다. 이에 따라 복조기의 출력 우도 진폭의 시간 변동에도 그것이 반영되어 있다. 즉, 도 21의 (B)에 일례를 제시하는 바와 같이 서브캐리어 간섭 캔슬러의 출력신호 진폭이 일정한 것으로 되기 때문에, OFDM신호 전송시스템 (220)에서는 복조기의 출력 우도 진폭의 변동폭이 작게 된다.

도 25에서는 도 21, 도 22에 각각 일례를 나타내는 OFDM신호 전송시스템 (210a), OFDM신호 전송시스템 (210b)과 OFDM신호 전송시스템 (220)의 패킷 에러율 특성을 도시한다. 이 실험 결과를 얻은 OFDM신호 전송시스템 (210a)의 파라미터는 다음과 같다.

채널 다중도 수(안테나 숫자=N): 2(송수신 2개씩)

전송 속도: 54Mbps/채널

서브캐리어 수 (=I): 48/채널

서브캐리어 변조 방식: 64QAM

에러정정 방식: 부호화율 3/4, 구속장 7의 길쌈짜기 부호화/Viterbi 복호

페이딩: 18파 레일리 페이딩 (rms 지연 스프레드 = 50[ns], 최대 도플러 주파수 = 50Hz)

인터리브: 실시하지 않음

가중계수: 상기 K 값을 K=1로서 실시함

도 25에 도시하는 실험 결과를 얻은 OFDM신호 전송시스템 (210b)의 파라미터는 이하와 같다.

채널 다중도 수 (안테나 숫자=N): 2 (송수신 2개씩)

전송 속도: 54Mbps/채널

서브캐리어 수 (=I): 48/채널

서브캐리어 변조 방식: 64QAM

에러정정 방식: 부호화율 3/4, 구속장 7의 길쌈짜기 부호화/Viterbi 복호

페이딩: 18파 레일리 페이딩 (rms 지연 스프레드 = 50[ns], 최대 도플러 주파수 = 50Hz)

인터리브: 깊이 16비트

가중계수: 상기 K 값을 K=1로서 실시함

또한, 도 25에 도시한 실험 결과를 얻은 OFDM신호 전송시스템 (220)의 파라미터는 상술한 도 23, 도 24에 도시한 실험 결과를 얻은 파라미터와 동일하다.

도 25에 도시하는 바와 같이 본 실시예에 의하여 에러 플로어가  $8.8 \times 10^{-3}$  에서  $1.3 \times 10^{-3}$  로 개선된다. 상술한 바와 같이 OFDM신호 전송시스템 (220)에서는 SNR이 높은 신호도 낮은 신호도 비슷한 우도의 값으로 취급된다. 그렇지만, 상술한 제13 실시예 및 본 실시예의 구성 (OFDM신호 전송시스템 (210a), OFDM신호 전송시스템 (210b))에서는 SNR가 높은 신호는 큰 가중치를 받기 때문에 큰 우도의 값을 가진다. 또한, 반대로 SNR가 낮은 신호는 작은 가중치를 받아 작은 우도 값을 가진다. 따라서, OFDM신호 전송시스템에 가중계수 연산기 및 승산기를 마련하지 않은 구성보다 이득이 높은 에러정정을 할 수 있다.

이상과 같이 본 실시예에서는 전달계수 역행렬의 승산에 의하여 간섭 캔슬러 출력의 진폭이 일정치가 되어 진폭 정보가 상실되어 버리는 것을 회피할 수 있고 이 결과 진폭에서 계산되는 우도를 이용한 연관정 에러정정 능력을 최대한으로 발휘할 수 있다.

또한, 인터리브 · 디인터리브에 의하여 에러가 연속적으로 계속되는 버스트 에러를 랜덤마이즈할 수 있어서 연관정 에러정정 효과를 더 향상시킬 수 있게 된다.

(제15 실시예)

본 실시예는 상술한 실시예에서의 OFDM신호 전송시스템에 있어서 보다 더 주파수 이용 효율 향상을 도모하는 것으로서 송수신에서의 반송파 주파수오차보정을 행하는 것이다.

상술한 바와 같이 동일한 주파수대에 N개의 신호를 다중으로 함으로써 주파수 이용 효율을 N배로 하는 것이 가능하지

만, 그 전송 품질은 간섭 캔슬러의 정밀도에 크게 의존한다. N개의 안테나에서 수신된 신호는 주파수 변환기에 의해서 베이스밴드 신호로 변환되고 간섭 캔슬러에서 공간 다중된 N개의 안테나에 의해 송신된 신호를 각 송신 계통 신호마다 분리한다. 간섭 캔슬러의 연산에서는 N개의 안테나 계통 모두에 대해서 반송파 주파수오차가 존재하지 않는 것을 전제로 행해지기 때문에, 반송파 주파수오차를 정확하게 추정하여 보정하는 것이 중요해진다.

이하, 본 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도 26의 블록도를 참조해서 설명한다.

도 26에 제시하는 OFDM신호 전송시스템은 OFDM신호 송신장치(607) 및 OFDM신호 수신장치(608)로 구성된다. OFDM신호 송신장치(607)는 파일럿신호를 발생시키는 2 이상의 복수 N개의 파일럿신호 발생기(607-1-1~607-1-N)와 데이터신호( $T_1, T_2, \dots, T_N$ )와 파일럿신호를 다중하는 N개의 다중화 회로(607-2-1~607-2-N)와 N개의 고속 역푸리에 변환기(607-3-1~607-3-N)와 당해 N개의 고속 역푸리에 변환기 모두에 대해서 공통된 심볼 타이밍을 공급하는 심볼타이밍 발생기(607-4)와 당해 고속 역푸리에 변환기의 출력을 무선 주파수로 변환하는 N개의 송신용 주파수 변환기(607-5-1~607-5-N)와 당해 송신용 주파수 변환기의 모두에 공통된 국부 발진신호를 공급하는 송신용 국부발진기(607-6)와 N개의 송신안테나(607-1-1~607-1-N)로 구성된다.

SDM을 이용한 OFDM 방식에서는 각 안테나 계통의 수신신호에 대해서 푸리에 변환을 행한 후의 각 서브캐리어 신호에 대해서 간섭 보상을 실시하기 때문에 OFDM신호 수신장치에서 고속푸리에 변환을 행하는 전단에서 반송파 주파수오차를 높은 정밀도를 갖고 보정하여 각 서브캐리어 간의 직교성을 확보할 필요가 있다. 이와 같이 함으로써 OFDM신호 송신장치는 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호를 송신하고 나서 전달계수 추정용 파일럿신호를 송신하고 그 후에 데이터신호를 송신한다. 이에 대응해서 OFDM신호 수신장치에서는 전달계수의 추정 및 데이터신호의 수신에 앞서서 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호를 이용해서 반송파 주파수의 오차가 추정된다. 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호로서는, 일반적으로는 동일한 신호를 반복한 신호가 이용된다. 반복 신호의 주기성이 무너지면 추정 정밀도가 열화되기 때문에 멀티패스 페이딩에 의해서 반복 신호 이전의 성분이 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호에 심볼간 간섭을 일으키지 않는 심볼 구성이 바람직하다. 각 안테나 계통이 송신하는 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호는 OFDM신호 송신장치(607)에서의 심볼타이밍 발생기(607-4)에 의해 동기화 취해져 송신되기 때문에, N개의 송신안테나(607-1-1~607-1-N)에서 송출되는 송신장치는 거의 동일한 타이밍으로 수신안테나에 입력된다. OFDM신호 수신장치(608)는 모든 송신 안테나 계통의 반송파 주파수오차추정용 파일럿신호가 다중된 파형을 수신하지만, 심볼간 간섭이 발생되지 않을 만한 반복 신호를 이용하고 있다면 인접 심볼에서의 주기성은 무너지는 일이 없기 때문에 반송파 주파수오차추정을 올바르게 행할 수 있게 된다.

한편, OFDM신호 수신장치(608)는 N개의 수신안테나(608-8-1~608-N)와 당해 수신안테나마다 접속되고, 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수에 주파수 변환하는 N개의 수신용 주파수 변환기(608-9-1~608-9-N)와, 당해 N개의 수신용 주파수 변환기의 모두에 공통된 국부 발진신호를 공급하는 수신용 국부발진기(608-10)와, N개의 수신용 주파수 변환기(608-9-1~608-9-N)의 출력에서 송신용 국부발진기(607-6)와 수신측 국부발진기(608-10)의 주파수오차를 추정하는 N개의 반송파 주파수 오차추정회로(608-11-1~608-11-N)와, 당해 N개의 반송파 주파수 오차추정회로(608-11-1~608-11-N)에서 각각 추정된 반송파 주파수오차 추정치에 대해서 평균화를 행하는 반송파 주파수오차추정 추정치 평균화를 행하는 반송파 주파수 추정치 평균화 회로(608-12)와, 당해 반송파 주파수 오차추정 추정치 평균화 회로(608-12)에서 평균화된 반송파 주파수오차 추정치에 근거해서 반송파 주파수오차를 수정하는 N개의 반송파 주파수오차 보정회로(608-13-1~608-13-N)와, N개의 고속 푸리에변환기(608-14-1~608-14-N)와 타이밍신호 발생기(608-15)와 당해 반송파 주파수오차 보정회로(608-13-1~608-13-N)의 출력에 대해서 MIMO 채널의 전달함수에 대한 역함수 연산을 행함으로써 공간 채널간 간섭을 제거하는 간섭 캔슬러(608-16)와, 이 간섭 캔슬러(608-16)의 출력을 비트 열에 복조하는 N개의 복조기(608-17-1~608-17-N)로 구성되어 있다.



이와 같이 본 OFDM신호 전송시스템에서도 OFDM신호 송신장치(607)에 있어서 송신용 국부발진기(607 -6)에 의해서 모든 송신용 주파수 변환기(607 -5 -1~607 -5 -N)에 공통된 국부 발진신호를 공급함으로써, 각 송신안테나(607 -7 -1~607 -7 -N)로부터 동일한 주파수 무선신호를 송신한다. 또한, OFDM신호 수신장치(608) 쪽에서 수신용 국부발진기(608 -10)에 의해서 모든 수신용 주파수 변환기(608 -9 -1~608 -9 -N)에 대해서 공통된 국부 발진신호를 공급하고 있으므로 각 수신안테나(608 -8 -1~608 -8 -N)는 각 송신안테나(607 -7 -1~607 -7 -N)로부터의 신호를 거의 동일 주파수에서 수신할 수 있게 된다.

단, 수신용 주파수 변환기(608 -9 -1~608 -9 -N)에 의해서 베이스밴드 신호로 변환된 수신신호는 송신용 국부발진기(607 -6)와 수신용 국부발진기(608 -10)의 주파수에 오차가 존재할 경우에 이 영향을 받는다. 이에 따라 OFDM신호 송신장치(607) 및 OFDM신호 수신장치(608)에 각각 마련된 국부발진기의 주파수오차에 의한 특성 열화를 피하기 위해, OFDM신호 수신장치(608)의 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N)에서 이미 알려진 파일럿 신호를 수신했을 때에 반송파 주파수오차를 추정하고, 이 추정치를 이용해서 이후의 데이터 심볼에 포함되는 반송파 주파수오차를 반송파 주파수오차 보정회로(608 -13 -1~608 -13 -N)에서 보정한다. 이상의 처리에 의하여 안테나 계통마다 반송파 주파수의 오차를 줄여서 특성 열화를 억제한다.

이에 더해서, 도 26에 제시하는 OFDM신호 수신장치(608)는 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N)로 접속되며 N 계통의 반송파 주파수 오차추정치의 평균치를 연산하고, 이 결과를 모든 반송파 주파수오차 보정회로(608 -13 -1~608 -13 -N)에 출력하는 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)를 귀한다. 본 실시예에서는 모든 안테나 계통에서 계산된 반송파 주파수 오차추정치를 평균화함으로써, 멀티패스 페이딩 및 열잡음에 기인하는 반송파 주파수 오차추정치의 오차를 억제할 수 있다. 또한, 모든 안테나 계통에서 동일한 반송파 주파수오차 보정치를 이용함으로써 잔류하는 반송파 주파수오차가 안테나 계통간에서 동일하게 되므로 안테나 계통간의 베이스밴드 신호의 중심 주파수가 동일하게 되어 전달함수의 역함수 추정 정밀도를 향상시킬 수 있다.

다음에, 상기 구성에 의한 OFDM신호 전송시스템에 있어서의 OFDM신호 수신장치(608) 쪽 동작을 더 상세하게 설명한다. N개의 수신안테나(608 -8 -1~608 -8 -N)에 의해서 수신된 신호는 처음에 공통된 수신용 국부발진기(608 -10)에서 반송파 주파수가 제공되는 수신용 주파수 변환기(608 -9 -1~608 -9 -N)에 의해서 베이스밴드 신호로 변환된다. 그리고 베이스밴드 신호 중 파일럿신호 발생기(607 -1 -1~607 -1 -N)에 의해서 생성된 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 수신신호를 이용해서 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N)에서 반송파 주파수오차가 추정된다. 추정치는 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)에서 N 계통의 추정치의 평균치가 얻어지고 모든 반송파 주파수오차 보정회로(608 -13 -1~608 -13 -N)에 그 평균치가 출력된다.

베이스밴드 신호에 대해서 반송파 주파수오차 보정회로(608 -13 -1~608 -13 -N)에 의해서 반송파 주파수오차의 보정이 행해진 후, 고속 푸리에변환기(608 -14 -1~608 -14 -N)에서 고속푸리에 변환되어 간섭 캔슬러(608 -16)에 입력된다. 간섭 캔슬러(608 -16)에서는 N개의 송신안테나와 N개의 수신안테나로 구성되는 MIMO 채널의 전달함수의 역함수를 파일럿신호 발생기(607 -1 -1~607 -1 -N)에 의해서 생성된 이미 알려진 파일럿신호의 수신 베이스밴드 신호를 이용해서 미리 추정한다. 데이터를 포함하는 N 계통의 베이스밴드 신호가 입력되면, 전달계수의 역함수의 연산을 입력신호에 대해서 행함으로써 수신안테나 계통마다 분산되어 있는 송신신호 성분을 분리한다. 간섭 캔슬러(608 -16)에 의해 송신신호 성분마다 분리된 베이스밴드 신호는 복조기(608 -17 -1~608 -17 -N)에 의해서 데이터로 복조된다.

여기서, 지금 각 안테나 계통간에서 개별적으로 반송파 주파수오차의 추정, 보정을 행한 경우를 고려해 보기로 한다. 간

섭 캔슬러(608 -16)에서 얻어지는 전달함수의 역함수를 구하는 연산은, 수신신호가 모두 동일한 반송파 주파수로 베이스밴드 신호로 변환되어 있는 것을 전제로 해서 행해진다. 그리고, OFDM신호 송신장치(607)와 OFDM신호 수신장치(608)에서는 공히 모든 안테나 계통에서 공통된 송신용 국부발진기(607 -6) 또는 수신용 국부발진기(608 -10)를 이용하고 있으므로, 각 안테나 계통의 반송파 주파수오차는 동일한 값이 될 것이다. 그렇지만, OFDM신호 전송시스템에서의 열잡음이나 채널의 멀티패스 페이딩의 변동으로 인한 영향으로 인하여 각 안테나 계통의 수신 베이스밴드 신호에 잔류하는 반송파 주파수오차가 달라진다. 이는 송신용 국부발진기(607 -6)와 수신용 국부발진기(608 -10)를 모든 안테나 계통에서 공통으로 한 것인데도 불구하고 각 계통의 반송파 주파수가 달라지는 것과 등가로서 전달함수의 역함수의 추정 및 간섭 캔슬의 정밀도가 떨어져 특성이 크게 열화된다.

이에 따라, 사연으로 본 실시예에서는 반송파 주파수오차의 추정치를 모든 안테나 계통에서 구한 값의 평균치를 공통으로 사용하는 것으로 하고, 이에 의해서 잡음이나 페이딩 변동에 의한 안테나 계통마다의 반송파 주파수의 차이를 없앴과 동시에 N 브랜치의 다이버시티 효과에 의해 반송파 주파수오차의 추정치 자체의 정밀도도 향상시키고 있다. 따라서, 전달함수의 역함수 연산을 보다 더 정밀도 있게 행할 수 있다.

다음에 도 26에 도시한 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N) 및 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)의 구체적인 구성을 설명한다. 도 27a는 이들 회로의 제1 구성 예를 도시한 블록도이다. 도 26 및 도 27a의 대비에 의해 명확한 바와 같이 도 26에서는 이해를 돕기 위해서 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N) 및 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -11 -1~608 -11 -N) 및 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)를 별도 블록으로 도시했지만, 실제로는 도 27a에 도시된 바와 같이 이들이 일체가 되어 구성되어 있다. 이하에서는 도 27a에 도시된 블록을 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)로 한다.

4

반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)는 상기 N개의 수신용 주파수 변환기(608 -9 -1~608 -9 -N)의 출력(N) 각각을 반복하여 송신되는 파일럿신호의 주기에 상당하는 샘플 수만큼 지연시키는 지연회로(656 -1 -1~656 -1 -N)와, 당해 지연회로(656 -1 -1~656 -1 -N)의 출력 복소공역을 각각 계산하는 복소공역 회로(656 -2 -1~656 -2 -N)와, 상기 N개의 수신용 주파수 변환기(608 -9 -1~608 -9 -N)의 출력과 복소공역 회로(656 -2 -1~656 -2 -N)의 출력을 각각 승산하고, 자기상관(autocorrelation)치를 계산하는 복소승산기(656 -3 -1~656 -3 -N)와 당해 복소승산기의 출력에 대해서 현재의 입력에서 파일럿신호의 주기에 상당하는 샘플 수만큼의 합을 취하는 적분회로(656 -4 -1~656 -4 -N)와, 당해 적분회로(656 -4 -1~656 -4 -N)의 출력 평균치를 계산하는 평균화 회로(656 -5)와, 당해 평균화 회로(656 -5)의 출력인 복소수의 위상을 계산하는 역정접(逆正接)회로(656 -6)와, 당해 역정접회로(656 -6)의 출력인 위상 변동량을 파일럿신호의 주기에 상당하는 샘플 수로 나누고 1 샘플 시간당 위상 변동량을 계산하는 계산기(656 -7)를 갖는다.

일반적으로 반송파 주파수오차의 추정은 처음에 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 자기상관을 구한다. 샘플링 주기를 T로 하고 수신되는 파일럿신호를  $r_p(k)$  ( $1 \leq k \leq 2K$ )로 한다. 단, K는 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 주기에 상당하는 샘플 수로서 주기 샘플의 신호가 연속적으로 송신된다. 반송파 주파수오차를  $\Delta f$ 로 하고 반복하여 송신되는 파일럿신호의 샘플 점에 있어서 1주기 분, 즉 K 샘플간 떨어진 2개의 샘플 점  $r_p(k)$ ,  $r_p(k+K)$ 에 대해서 고려해 본다. 잡음 및 페이딩의 영향이 없으면  $r_p(k+K)$ 는 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 주기가 K 샘플인 것에서  $r_p(k)$ 를 이용해서,

$$r_p(k+K) = r_p(k) \cdot \exp(2\pi \Delta f \cdot KT)$$

가 된다. OFDM신호 수신장치가  $k=K+1, K+2, \dots, 2K$ 의 시각에 파일럿신호를 수신하고 있는 때에, 현재 수신하고 있는 신호와 K 샘플 지연시킨 신호의 복소공역을 복소승산기(656 -3 -1~656 -3 -N)가 다음 수학식에 따라서 계산된다.

$$r_p(k+K) = r_p^*(k) \cdot [r_p(k) \cdot \exp(2\pi \Delta f \cdot KT) \cdot [r_p^*(k)]]$$

$$= R^2 \cdot \exp(2\pi \angle f \cdot KT)$$

여기서,  $R$ 은  $r_p(k)$  및  $r_p(k+K)$ 의 진폭이다. 이 연산 결과의 복소수 위상을 역정점회로(656-6)에서 계산함으로써 시간( $KT$ )의 반송파 주파수오차에 기인하는 위상 변동량  $\angle \theta_k = 2\pi \angle f \cdot KT$ 를 추정할 수 있다. 구해진 위상 변동량은 제산기(656-7)에서 파일럿신호의 주기에 해당하는 샘플점 수( $K$ )로 제산되고 1 샘플점 당의 위상 변동량  $\angle \theta = \angle \theta_k / K$ 로 변환된다. 이 값을 이용해서 반송파 주파수오차 보정회로(608-13-1~608-13-N)에서는 기준이 되는 샘플 점에서  $k$  샘플 떨어진 샘플점의 위상을  $-k\angle \theta$  회전시킴으로써 반송파 주파수오차에 기인하는 위상 변동을 보정한다.

다음에 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)의 동작을 보다 상세히 설명한다. 우선, 모든 안테나 계통에서 입력되는 파일럿신호를 파일럿신호의 주기만큼 지연회로(656-1-1~656-1-N)에서 지연시킨다. 파일럿신호의 주기에 해당하는 샘플 수를  $K$ , 샘플링 주기를  $T$ 로 하면, 지연시키는 시간은  $KT$ 로 된다. 지연시킨 신호의 복소공역을 복소공역회로(656-2-1~656-2-N)에서 계산하고 현재 입력되어 있는 신호와 복소승산기(656-3-1~656-3-N)에서 승산함으로써 파일럿신호의 자기상관치를 계산한다. 출력되는 자기상관치는 시간( $KT$ ) 사이에 반송파 주파수 추정오차에 의하여 변동하는 위상 회전량을 포함하는 숫자가 된다. 자기상관치는 파일럿신호의 주기와 동수인 샘플 수만큼은 계산되므로  $K$  샘플에 걸치는 합을 적분회로(656-4-1~656-4-N)에서 계산한다.

여기서, 도 27a와 다르나 구해진 자기상관치의 합보다 1 샘플점 당의 위상 변동량을 안테나 계통마다 계산하고 안테나 계통마다 개별적으로 반송파 주파수 오차보정을 행하는 것도 고려될 수 있다. 그러나 이 방법을 이용하면, 안테나 계통마다 다른 잡음이나 통신로의 페이딩 영향이나 수신장치의 열잡음의 영향 등에 의하여 안테나 계통마다 출력되는 반송파 주파수 오차추정치가 서로 다른 값을 갖게 된다. OFDM 방식에서는 신호를 서브캐리어라고 불리는 다수의 협대역 신호로 분할해서 송신하고, OFDM신호 수신장치에서 고속푸리에 변환을 이용해서 서브캐리어마다 신호를 분리한다. 그러므로, 안테나 계통마다 반송파 주파수 추정치가 다르다는 것은 반송파 주파수 오차추정 후의 안테나마다 베이스밴드 신호가 갖는 주파수오차가 다르다는 것이 된다. 이는 모든 서브캐리어의 중심 주파수가 안테나 계통마다 다르다는 것과 동가이기 때문에 후단에서의 전달함수 추정이나 서브캐리어마다 행하는 간섭 보상의 정밀도 열화로 이어져 통신 품질이 열화된다.

그래서, 본 실시예의 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)에서는 모든 안테나 계통마다 계산되는  $N$ 개의 자기상관치의 합을 평균화 회로(656-5)에서 평균화하고, 평균화된 자기상관치의 위상을 역정점회로(656-6)에 의해서 구하고, 이 위상을 제산기(656-7)에 의해서 파일럿 신호의 주기가 되는 샘플 수( $K$ )로 제산하며 1 샘플 시간당 반송파 주파수오차로 인한 위상 변동량을 계산하고, 이 값을  $N$ 개의 반송파 주파수오차 보정회로(608-13-1~608-13-N) 모두에 출력한다. 추정된 반송파 주파수 오차추정치는  $N$  계통 자기상관치의 합 평균치이므로 반송파 주파수 오차추정에서의 열잡음의 상대 전력을  $1/N$ 로 억제할 수 있다. 또한,  $N$  브랜치의 다이버시티 효과에 의하여 페이딩으로 인한 신호 진폭의 불안정에 대한 내성도 향상하기 때문에 반송파 주파수 오차추정치 오차를 상기 방법보다 낮게 억제할 수 있다. 또한 종래부터 사용되던 과거에 추정된 반송파 주파수오차와 현재 추정한 반송파 주파수오차를 평균화하는 반송파 주파수오차에 관련된 시간축 방향의 다이버시티를 행하는 것도 당연히 가능하다.

이상에 의해 고속푸리에 변환회로(608-14-1~608-14-N)에 입력되는 신호가 보다 더 직교 상태에 인접해지고 신호가 더 정확하게 푸리에 변환된다. 또한, 고속푸리에 변환 후의 신호를 서브캐리어마다 전달함수의 역함수 연산이 행해지지만, 각 서브캐리어가 반송파 주파수를 동일한 것으로 하고 있기 때문에 전달 함수의 역함수 추정을 보다 더 정확하게 할 수 있으며, 각 서브캐리어의 간섭 캔슬의 오차를 줄일 수 있다.

이상과 같이 도 27a에서는 반송파 주파수 오차추정을 행하는 도중에서 안테나 계통마다 계산되는 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 자기상관치의 적분치를 평균화한 후에 반송파 주파수오차에 기인하는 위상 변동량을 구하고,  $N$ 개의 반송

파 주파수오차 보정회로에 공통된 추정치로서 출력함으로써 멀티패스 페이딩 및 열잡음에 기인하는 반송파 주파수 오차추정치 오차를 억제함과 동시에, 모든 계통에서 동일한 반송파 주파수오차 보정치를 이용함으로써 반송파 주파수오차 보정 후의 출력에 모든 공통된 반송파 주파수를 갖게 하고, 안테나 계통간의 베이스밴드 신호의 중심 주파수를 동일한 것으로 하여 전달함수의 역함수 정밀도를 향상시키고 반송파 주파수오차가 존재할 경우의 특성 열화를 억제하고 있다.

다음에, 도 26에 도시한 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N) 및 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)의 제2 구성예에 대해서 도 27b를 참조해서 설명한다. 도 27b에 도시된 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(657)는 도 27a의 변형으로서, 도 27a에서는 위상면의 상태에서 평균화를 행하고 있던 것에 대하여 도 27b에서는 복소수 상태에서 평균화를 행하고 나서 위상 면으로 고치는 것을 특징으로 한다. 구체적으로는 도 27a에 도시된 역정점회로(656 -6) 및 제산기(656 -7) 대신에 안테나 계통마다의 역정점회로(656 -1~656 -N) 및 제산기(657 -1~657 -N)를 마련하고 있다. 그리고, 역정점회로(656 -1) 및 제산기(657 -1)를 적분회로(656 -4 -1)와 평균화 회로(656 -5) 사이에 배치하고, 역정점회로(656 -2~656 -N) 및 제산기(657 -2~657 -N)의 세트에 대해서도 마찬가지로 적분회로(656 -4 -2~656 -4 -N)와 평균화 회로(656 -5) 사이에 배치하고 있다. 그리고, 도 27b에 도시된 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(657)의 동작은 역정점회로에 의한 복소수의 위상 계산 및 제산기에 의한 샘플점 수(K)로의 제산이 평균화 회로(656 -5)에 의한 평균화에 앞서서 행해지는 점을 제외하고 도 27a에 도시된 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)의 동작과 마찬가지로 한다.

다음에, 반송파 주파수 오차추정회로(608 -11 -1~608 -11 -N) 및 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로(608 -12)의 제3 구성예에 대해서 도 28을 참조하여 설명한다. 동 도면에 도시한 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(658)와 도 27a와의 차이점은 적분회로(656 -4 -1~656 -4 -N)의 출력인 복소수의 자기상관치 진폭을 연산하는 진폭 연산회로(657 -5 -1~657 -5 -N)와 당해 진폭 연산회로(657 -5 -1~657 -5 -N)의 출력을 이용해서, 상기 적분회로의 출력에 가중을 행하는 가중회로(657 -8 -1~657 -8 -N)가 새로 추가되어 있는 것 및 평균화 회로(656 -5)가 가중회로(657 -6 -1~657 -6 -N)의 출력 평균치를 계산하는 것이다.

다음에, 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(658)의 동작을 설명한다. 적분회로에 의해서 자기상관치의 합을 취하는 데까지는 도 27a에 도시된 반송파 주파수 오차추정 평균화 회로(656)와 동일하다.

도 27a의 구성에서는 적분회로(656 -4 -1~656 -1 -N)의 출력 평균을 평균화 회로(656 -5)에서 구하고 있지만, 구해진 N개의 자기상관치의 합은 잡음이나 페이딩의 영향으로 인하여 서로 다른 값을 갖게 된다. 특히, 안테나 계통마다 페이딩 환경이 크게 다를 경우, 그 차이는 커지는 것으로 상정된다. 자기상관치의 합이 작은 경우, 그 자기상관치의 합은 신호 대 잡음 전력비가 작은 것으로 고려된다. 반대로 자기상관치의 합이 큰 경우, 그 자기상관치의 합은 신호 대 잡음 전력비가 큰 것으로 고려된다. 따라서, 자기상관치의 진폭이 다른 신호를 가산하면 가산 결과의 신호 대 잡음 전력비는 진폭이 상대적으로 큰 자기상관치 합의 신호 대 잡음 전력비보다 작아진다. 그래서, 도 28에서는 무선통신 분야에서 일반적으로 이용되고 있는 최대 합성 다이버시티의 방법을 개량한 연산 방법을 사용한다.

N개의 안테나 계통에 접속되는 각각의 회로에서의 열잡음 전력이 안테나 계통마다 동일하면, N개의 자기상관치의 합에 포함되는 열잡음의 평균 전력도 서로 동일하다고 생각된다. 그래서, N개의 자기상관치의 합 각각의 진폭을 진폭 연산회로(657 -5 -1~657 -1 -N)에서 구하고, 이 값을 이용해서 가중회로(657 -6 -1~657 -6 -N)에 의해 N개의 자기상관치에 가중을 행한 후에 평균화 회로(656 -5)에 의해 평균화된다. 자기상관치의 합 진폭은 잡음의 오차를 포함하지만, 대체적으로 자기상관치의 신호 대 잡음 전력비에 비례한다. 따라서, 자기상관치의 합 신뢰성에 근거해서 가중을 행하는 것과 자기상관치에 대해서 잡음의 오차를 포함한 최대비 합성 다이버시티를 행하는 것과는 거의 등가가 된다. 이 때문

에, 도 27a와 같이 단순히 자기상관치의 합을 평균화하는 방법에 대해서 잡음 전력에 대하여 보다 최적화가 도모되어 반송파 주파수 오차추정 정밀도를 한층 향상시킬 수 있다.

이와 같이 도 28에서는 안테나 계통마다 계산되는 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 자기상관치 적분치를 평균화하기 전에 반송파 주파수 오차추정회로 내부의 자기상관치 합을 각 자기상관치의 진폭에 비례한 가중을 행하고 나서 평균화를 실시하고 있다. 이에 따라, 안테나 계통마다 크기가 다른 자기상관치의 신뢰도(자기상관치의 합 신뢰도)에 근거한 평균화를 행하고 진폭이 낮은 자기상관치의 합을 평균화함으로써 특성 열화를 억제하고, 자기상관치 신뢰도의 대소를 고려할 수 있게 된다. 그러므로 자기상관치의 평균을 취할 경우와 비교해서 정밀도가 더 높은 반송파 주파수 오차추정을 행할 수 있게 되어 고품질의 통신을 실현할 수 있다.

이상 상세히 설명한 바와 같이 OFDM신호 송신장치(607)에서는 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호, 전달계수 추정용 파일럿신호, 데이터신호의 순서로 OFDM신호가 송신되므로 OFDM신호 수신장치(608)에서 처음에 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호를 이용해서 반송파 주파수오차를 추정한다. 예를 들어, 반복적으로 송신되는 파일럿신호의 시간 파형에 대해서 인접하는 OFDM 심볼의 위상차를 구하는 조작을 OFDM 심볼의 모든 샘플점에 대해서 행하고 그 평균치부터 반송파 주파수오차를 추정하는 방법이 있다(참고문헌: 모치즈끼 et al. " OFDM용 주파수 및 심볼타이밍 동기 방식" 전자정보통신학회 기술보고(RCS98 -21, 1998 -04)).

구해진 반송파 주파수오차는 반송파주파수오차 추정치 평균화 회로(608 -1 -2)로 입력되고 N 계통의 추정치의 평균치가 계산되며, N개의 반송파 주파수오차 보정회로(608 -13 -1~608 -13 -N) 모두에 평균치가 입력되어 동일한 보정치로서 반송파 주파수오차가 보정된다. 평균화된 반송파 주파수 오차추정치는 N 계통의 평균치이므로 평균화를 행하지 않는 반송파 주파수 오차추정치와 비교해서 잡음에 의한 영향을  $1/N$ 으로 억제할 수 있다.

또한, 반송파 주파수 오차추정에서의 N 브랜치의 다이버시티 효과에 의하여 페이딩에 의한 진폭 불안정에 대한 내성도 향상되기 때문에 반송파 주파수 오차추정치 오차를 지금까지의 방법보다 낮게 억제할 수 있게 된다. 또한, 이전에 추정된 방 주파수오차와 현재 추정한 반송파 주파수오차를 평균화하는 시간축 방향의 다이버시티를 할 수도 있다. 따라서, 고속푸리에 변환회로(608 -14 -1~608 -14 -N)에 입력되는 신호의 직교성이 높아져서 신호가 정확하게 푸리에 변환된다. 또한, 본 실시예에서는 고속푸리에 변환 후의 신호는 서브캐리어마다 전달함수의 역함수 연산이 행해지지만 각 서브캐리어의 반송파 주파수를 동일한 것으로 하고 있으므로 전달함수의 역함수 추정을 더 정확하게 행할 수 있게 되어 각 서브캐리어의 간섭 캔슬 오차를 낮게 할 수 있게 된다.

도 26에 도시한 OFDM신호를 이용한 실시예의 계산기 시뮬레이션에 의한 특성평가를 도 29에 도시한다. 시뮬레이션 제원은 도 30에 도시되어 있다. 반송파 주파수 오차추정치의 평균화를 행하는 본 실시예의 패킷 에러율(PER: Packet Error Rate) 특성은 반송파 주파수 오차추정치를 각 안테나 계통 개별로 이용하는 것을 상정한 경우에 비해서 5dB 정도의 특성개선 효과가 있다는 것을 알 수 있다.

본 실시예에서는 MIMO 채널을 이용한 OFDM신호 전송시스템에서, 안테나 계통마다 반송파 주파수오차를 안테나 계통마다 구해진 반송파 주파수 오차추정치를 평균화함으로써 반송파 주파수오차의 정밀도를 향상시킬 수 있으며, 또한, 안테나 계통간의 반송파 주파수의 차이를 없앨 수 있다. 이 결과, 반송파 주파수 오차추정 후의 간섭 캔슬 연산인 전달함수의 역함수 추정 정밀도를 향상시킬 수 있게 되어 고품질 통신을 실현시켜 그 효과는 크다.

(제16 실시예)

본 실시예는 다이버시티 합성에 의해서 전송 품질을 향상시킬 OFDM신호 전송시스템이다.

상술한 제13 및 14 실시예에서는 간섭 캔슬러의 출력치에 상기 출력치의 신호 대 잡음 전력비의 평방근에 비례한 계수 (여기서는 진폭정보 계수라고 함)를 곱함으로써 수신 시의 진폭정보를 재현하고 있다. 이 조작에 의하여 간섭 캔슬된 신호에도 본래의 수신 진폭정보가 유지되어 있으므로 후단의 연판정 에러 정정 복호기가 에러정정 능력을 최대한 발휘할 수 있으며, 에러율 특성이 개선된다. 또한, 진폭정보 계수는 간섭 캔슬러에서 간섭 캔슬을 행하기 전 신호에 승산하는 전달계수 역행렬을 취득하는 과정에서 얻어지는 파라미터를 이용해서 취득이 가능하므로 직접 수신 신호의 신호 대 잡음 전력비를 구할 필요가 없다는 이점이 있다.

이하에서는, 우선 상술한 제13 및 제14 실시예에서의 MIMO 채널을 이용한 OFDM신호 전송시스템에 있어서 다이버시티 합성을 행할 경우를 고찰한다. OFDM신호전송장치에서 다이버시티 합성을 행할 경우, 예컨대, 일본국 특허공개 2000-332723호 공보에 개시되어 있는 방법을 이용하는 것이 고려된다. 상기 공보에서는 OFDM신호 수신장치에서 서브캐리어마다 각 브랜치의 신호로 합성된 신호전력대 잡음 전력비를 측정하여, 검파 후의 상기 각 브랜치의 신호에 가중 (여기서는 가중하는 계수를 다이버시티계수라고 함)한 후에 가산함으로써 최대비 합성 (즉, 복수의 안테나로부터의 수신신호에서 최상의 신호를 얻기 위해서 수신신호의 신호 대 잡음비가 최대가 되도록 수신신호를 가중해서 합성하는 것)을 실현하고 있다.

상기 공보에서 개시된 최대비 합성기술과 상술한 제13 또는 제14 실시예에 있어서 제시된 OFDM신호전송 방식을 조합하면, 예컨대, OFDM신호 전송시스템의 구성은 도 31에 도시한 바와 같다.

도 31에 도시하는 OFDM신호 전송시스템은 OFDM신호 송신장치 (701)와 OFDM신호 수신장치 (702)로 구성된다. 그리고, 지금까지의 실시예와 마찬가지로 OFDM신호 송신장치 (701)에는 데이터 변환기, 파일럿신호 발생수단, 다중화 회로, 심볼타이밍 발생기, 송신용 주파수 변환기, 송신용 국부발진기 등이 마련되어 있고, OFDM신호 수신장치 (702)에는 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 타이밍신호 발생기 등이 마련되어 있지만, 도 31에서는 이들 구성요소의 도시를 생략하고 있다.

OFDM신호 송신장치 (701)는 동일한 OFDM신호가 입력되는 N개 (N은 2 이상의 정수)의 고속 푸리에변환기 (701-1 ~ 701-1-N)와 N개의 송신안테나 (701-1 ~ 701-2-N)로 구성된다.

한편, OFDM신호 수신장치 (702)는 N개의 수신안테나 (702-1 ~ 702-1-N)와, N개의 고속 푸리에변환기 (702-2 ~ 702-2-N)와, 고속 푸리에변환기 (702-2-1 ~ 702-2-N)의 출력을 서브캐리어마다의 계열로 변환하는 서브캐리어 데이터신호 구성기 (702-3)와, 고속 푸리에변환기 (702-2-1 ~ 702-2-N)의 출력에서 서브캐리어마다 전달계수 역행렬을 계산하는 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기 (702-4)와, 서브캐리어 데이터신호 구성기 (702-3)의 I계통의 출력과 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기 (702-4)에서 취득된 I개의 전달계수 역행렬의 승산을 행하는 I개의 서브캐리어 간섭 캔슬러 (702-5-1 ~ 702-5-N)와, 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기 (702-4)에서 취득한 전달계수 역행렬의 요소에서 1개에 대해서 N개의 진폭정보 계수의 연산을 행하는 I개의 진폭정보계수 연산기 (702-6-1 ~ 702-6-I)와 서브캐리어 간섭 캔슬러 (702-5-1 ~ 702-5-N)의 출력신호 계열과 진폭정보계수 연산기 (702-6-1 ~ 702-6-I)에서 취득한 진폭정보 계수를 승산하는 N×I개의 진폭정보계수 승산기 (702-7-1-1 ~ 702-7-1-N, 702-7-2-1 ~ 702-7-2-N, ..., 702-7-1-1 ~ 702-7-1-N)와, 진폭정보계수 승산기 (702-7-1-1 ~ 702-7-1-N, 702-7-2-1 ~ 702-7-2-N, ..., 702-7-1-1 ~ 702-7-1-N)의 출력에서 N 브랜치의 최대비 합성 다이버시티를 행하는 I개의 최대비 합성기 (702-8-1 ~ 702-8-I)와 최대비 합성기 (702-8-1 ~ 702-8-I)의 출력을 심볼마다의 계열로 변환해서 1 계통의 OFDM신호를 출력하는 심볼데이터 변환기 (702-9)로 구성된다.

진폭정보계수 승산기 (702-7-1-1 ~ 702-7-1-N, 702-7-2-1 ~ 702-7-2-N, ..., 702-7-1-1 ~ 702-7-1-N)의 상세를 도 32에 나타낸다.

또한, 도 31에 도시하는 최대비 합성기(702 -8 -K ( $1 \leq K \leq I$ ))는 도 33에 도시되는 바와 같이 진폭정보계수 승산기(702 -7 -K -1 ~ 702 -7 -K -N)의 출력신호의 신호 대 잡음 전력비를 연산하는 포락선 생성기(702 -8 -K -1 -1 ~ 702 -8 -K -1 -N)와, 포락선 생성기(702 -8 -K -1 -1 ~ 702 -8 -K -1 -N)의 출력치의 합을 연산하는 가산기(702 -8 -K -2)와, 포락선 생성기(702 -8 -K -1 -1 ~ 702 -8 -K -1 -N)의 출력치를 피제수로 하고 가산기(702 -8 -K -2)의 출력치를 제수로 하여 다이버시티계수를 연산하는 제산기(702 -8 -K -3 -1 ~ 702 -8 -K -3 -N)와, 진폭정보계수 승산기(702 -7 -K -1 ~ 702 -7 -K -N)의 출력신호의 검파 처리를 행하는 검파기(702 -8 -K -4 -1 ~ 702 -8 -K -4 -N)와, 검파기(702 -8 -K -4 -1 ~ 702 -8 -K -4 -N)의 출력신호와 제산기(702 -8 -K -3 -1 ~ 702 -8 -K -3 -N)의 출력치의 승산을 행하는 다이버시티계수 승산기(702 -8 -K -5 -1 ~ 702 -8 -K -5 -N)와, 다이버시티계수 승산기(702 -8 -K -5 -1 ~ 702 -8 -K -5 -N) 출력치의 합을 연산하는 가산기(702 -8 -K -6)로 구성된다.

상기한 조합에 있어서는 모두 N개의 브랜치에서 동일한 데이터신호를 송신하고, 각 브랜치 서브캐리어(i) ( $1 \leq i \leq I$ )마다의 송수신안테나 조합에 대응하는 전달계수를 성분으로 하는  $N \times N$ 의 행렬(이것을 전달계수 행렬이라고 함) ( $S^i$ )의 역행렬( $(S^i)^{-1}$ ) (이것을 전달계수 역행렬이라고 함)을 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(702 -4)에 의해서 계산하고, 서브캐리어 간섭 캔슬러(702 -5 -i)는 수신한 N 심볼의 데이터신호에서의 서브캐리어(i)에 대한 성분에 역행렬( $(S^i)^{-1}$ )을 승산함으로써 상호 간섭을 보상해서 송신된 데이터신호를 분리한다. 또한, 각 데이터신호의, 예를 들어 신호 대 잡음 전력비의 평방근에 비례한 진폭정보 계수를 진폭정보계수 연산기(702 -6 -i)에서 계산하고, 서브캐리어 간섭 캔슬러(702 -5 -i)의 출력에 진폭정보계수를 진폭정보계수 승산기(702 -7 -i -1 ~ 702 -7 -i -N)에서 승산함으로써 잡음 진폭을 등화하여, 데이터신호의 진폭을 본래의 수신진폭의 값으로 복원한다. 그리고, 최대비 합성기(702 -8 -1 ~ 702 -8 -I)에서 서브캐리어마다 N개의 브랜치 출력의 최대비 합성을 행한다. 최대비 합성 후에는 심볼 데이터신호 변환기(702 -9)에 의해서 우두를 산출하고, 이 우두 정보에 근거해서 연판정 에러정정해서 송신신호가 복원된다.

이와 같이 동작하므로 N개 브랜치의 최대비 합성 다이버시티를 행할 수 있고, 이 기술을 이용하지 않는 OFDM신호 전송시스템에 비해서 에러율 특성을 향상시킬 수 있다.

그렇지만, 상기의 조합에서는 최대비 합성을 실시하기 위해서는 포락선 생성기를 마련해서 신호 대 잡음 전력비를 측정하기 때문에 장치 규모가 커진다.

그래서, 본 실시예에서는 다음과 같이 OFDM신호 전송시스템을 구성하고 있다. 본 실시예에 의한 OFDM신호 전송시스템의 구성을 도 34에 도시한다. 본 실시예에서의 OFDM신호 전송시스템은 도 34에 도시하는 바와 같이 OFDM신호 송신장치(703)와 OFDM신호 수신장치(704)로 구성된다.

OFDM신호 송신장치(703)는 OFDM신호 송신장치(701)와 동일하게 N개의 고속 역푸리에 변환기(703 -1 -1 ~ 703 -1 -N)와 N개의 송신안테나(703 -2 -1 ~ 703 -2 -N)로 구성된다. 그리고, 지금까지의 실시예와 동일하게 데이터변환기, 파일럿신호 발생수단, 다중화 수단, 심볼타이밍 발생기, 송신용 국부발진기, 송신용 주파수 변환기 등이 마련되어 있지만, 도 34에서는 이들 구성요소의 도시를 생략하고 있다.

한편, OFDM신호 수신장치(704)는 N개의 수신안테나(704 -1 -1 ~ 704 -1 -N)와, N개의 고속 푸리에변환기(704 -2 -1 ~ 704 -2 -N)와, 당해 고속 푸리에변환기(704 -2 -1 ~ 704 -2 -N)의 출력을 서브캐리어마다의 계열에 변환하는 서브캐리어 데이터 구성기(704 -3)와, 당해 고속 푸리에변환기(704 -2 -1 ~ 704 -2 -N)의 출력으로부터 모든 조합의 송수신안테나 간의 서브캐리어마다의 전달계수 행렬을 추정하고, 그 역행렬을 계산하는 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)와, 서브캐리어 데이터 구성기(704 -3)의 I계통의 출력과 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)의 I계통의 출력 승산을 행하는 I개의 서브캐리어 간섭 캔슬러(704 -5 -1 ~ 704 -5 -I)와, 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)의 출력에서 진폭정보 계수를 계산하는 I개의 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1 ~ 704 -6 -I)와 I개의 서브캐리어 간섭 캔슬러(704 -5 -1 ~ 704 -5 -I)의 출력신호 계열과 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1 ~ 704 -6 -I)가 계산한 진폭정보 계수를 승산하는  $N \times I$ 개의 진폭정보계수 승산기(704 -7 -1 -1 ~ 704 -7 -1 -N, 704 -7 -2 -1 ~ 704 -7 -2 -N, 704 -7 -I -1 ~ 704 -7 -I -N)와, 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1 ~ 704 -6 -I)가 취득한 진폭정보 계수에서 브랜치마다의 다이버시티계수를 연산하는 I개의 다이버시티계수 연산기(704 -8 -1 ~ 704 -8 -I)와, 각 진폭정보계

수 승산기(704 -7 -1 -1~704 -7 -1 -N, 704 -7 -2 -1~704 -7 -2 -N, ..., 704 -7 -I -1~704 -7 -I -N)의 출력신호에 검파 처리를 행하고, 검파 처리 후의 브랜치마다의 신호에 다이버시티계수 연산기(704 -8 -1~704 -8 -I)에서 취득한 브랜치마다의 다이버시티계수에 비례한 가중 합성을 행하는 I개의 다이버시티 합성기(704 -9 -1~704 -9 -I)와 다이버시티 합성기(704 -9 -1~704 -9 -I)의 출력을 심볼마다의 계열로 변환하는 심볼 데이터 변환기(704 -10)로 구성된다. 그리고 지금까지의 실시예와 동일하게 수신용 주파수 변환기, 수신용 국부발진기, 타이밍신호 발생기 등이 마련되어 있지만, 도 34에서는 이들 구성요소의 도시를 생략한다.

또한, 도 34에 도시된 다이버시티계수 연산기(704 -8 -K( $1 \leq K \leq I$ ))는 도 35에 나타내는 바와 같이 진폭정보계수 연산기(704 -6 -K)의 브랜치마다의 출력치의 2승을 연산하는 2승 연산기(704 -8 -K -1 -1~704 -8 -K -1 -N) 출력치의 합을 연산하는 가산기(704 -8 -K -2)와 2승 연산기(704 -8 -K -1 -1~704 -8 -K -1 -N)의 출력치를 피제수로 하고 가산기(704 -8 -K -2)의 출력치를 제수로 해서 다이버시티계수를 연산하는 제산기(704 -8 -K -3 -1~704 -8 -K -3 -N)로 구성된다.

마찬가지로 도 34에 도시된 다이버시티 합성기(704 -9 -K( $1 \leq K \leq I$ )))는 도 35에 나타내는 바와 같이 검파기(704 -9 -K -1 -1~704 -9 -K -1 -N)와 검파기(704 -9 -K -1 -1~704 -9 -K -1 -N)의 출력치와 다이버시티계수 연산기(704 -8 -K)의 브랜치마다의 출력치와의 승산을 행하는 다이버시티계수 승산기(704 -9 -K -2 -1~704 -9 -K -2 -N)와 다이버시티계수 승산기(704 -9 -K -2 -1~704 -9 -K -2 -N)의 출력 합을 연산하는 가산기(704 -9 -K -3)로 구성된다.

4

서브캐리어(i)마다의 송수신안테나의 조합에 대한 전달계수를 성분으로 하는  $N \times N$ 의 행렬( $S^i$ )의 역행렬( $(S^i)^{-1}$ )을 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)에 의해서 계산하고, 서브캐리어 간섭 캔슬러(704 -5 -1~704 -5 -I)는 수신한 N 심볼의 데이터신호에 있어서의 서브캐리어(i)에 대한 성분으로  $(S^i)^{-1}$ 를 승산함으로써 상호 간섭을 보상해서 송신되는 데이터신호를 분리한다. 본 실시예의 OFDM신호 전송시스템에 있어서는 이 분리된 데이터신호의 진폭정보가 상실되므로 수신신호가 갖는 진폭정보를 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)의 I계통의 출력에서 진폭정보 계수를 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1~704 -6 -I)에서 계산한다. 또한, 각 서브캐리어에 있어서 각 브랜치 출력치의 다이버시티 합성을 행하기 때문에 다이버시티계수 연산기(704 -8 -1~704 -8 -I)에서 상기 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1~704 -6 -I)의 출력으로부터 진폭정보 계수와 2승에 비례한 다이버시티계수를 연산하고, 진폭정보계수 승산 후 검파를 행한 모든 브랜치의 출력치에 대해서 다이버시티계수에 비례한 가중을 행한 후 합성한다.

여기서, 진폭정보계수 연산기(704 -6 -1~704 -6 -I)가 취득하는 진폭정보 계수( $w^i_1, w^i_2, \dots, w^i_N$ )는 다수 고려될 수 있지만, 제13 실시예와 마찬가지로 내잡음성이 가장 우수하며, 다이버시티계수( $w^{i_{SD1}}, w^{i_{SD2}}, \dots, w^{i_{SDN}}$ )를 연산하기 위해서 가장 이용하기 쉬운 수신신호의 신호 대 잡음 전력비(SNR)를 채용한다. 진폭정보 계수 연산의 상세는 수학적 식 22~수학적 식 28을 참조해서 행한 제13 실시예에서의 가중계수 연산의 상세와 동일한 것으로서, 이 설명에 있어서의 가중계수( $W^i_1, W^i_2, \dots, W^i_N$ )를 진폭정보계수( $w^i_1, w^i_2, \dots, w^i_N$ )로 바꿔 읽으면 된다.

그리고, 본 실시예에서는 다이버시티계수 연산기(704 -8 -i)에서 연산되는 다이버시티계수( $w^{i_{SD1}}, w^{i_{SD2}}, \dots, w^{i_{SDN}}$ )는 상술한 수학적 식 28에서 표시되는 진폭정보계수( $w^i_1, w^i_2, \dots, w^i_N$ )를 이용해서 다음 수학적식처럼 표시된다.



수학식 29

$$w_{SD}^i = \frac{(w_i^i)^2}{\sum_{j=1}^N (w_j^i)^2}$$

진폭정보 계수 ( $w_1^i, w_2^i, \dots, w_N^i$ )는 각 서브캐리어의 SNR 비율의 평방근에 비례하므로 다이버시티계수 ( $w_{SD1}^i, w_{SD2}^i, \dots, w_{SDN}^i$ )는 각 서브캐리어의 SNR 비율에 비례한다. 따라서, 상기 다이버시티계수를 이용해서 가중 합성한 다이버시티 합성기(704 -9 -i)의 출력은 신호 대 잡음 전력비로 가중 합성한 경우와 동일하다고 생각되기 때문에 최대 비 합성한 경우의 출력과 동등한 특성이 구해진다.

또한, 이상의 설명에서는 다이버시티계수 ( $w_{SD1}^i, w_{SD2}^i, \dots, w_{SDN}^i$ )를 진폭정보 계수 ( $w_1^i, w_2^i, \dots, w_N^i$ )에서 취득하고 있지만, 진폭정보 계수 ( $w_1^i, w_2^i, \dots, w_N^i$ )는 서브캐리어 전달계수 역행렬 연산기(704 -4)에서 연산하는 전달계수 역행렬의 각 요소에서 취득이 가능하므로, 다이버시티계수 ( $w_{SD1}^i, w_{SD2}^i, \dots, w_{SDN}^i$ )도 마찬가지로 상기 전달계수 역행렬의 각 요소를 이용해서 직접적으로 취득이 가능하다.

본 실시예에서의 실험 예를 다음에 도시한다. 실험예에서의 파라미터는 다음과 같다.

채널 다중도 수(안테나 숫자=N): 2(송수신 2개씩)

전송 속도: 54Mbps/채널

서브캐리어 수(=I): 48/채널

서브캐리어 변조 방식: 64QAM

에러정정 방식: 부호화율 3/4, 구속장 7의 길쌈짜기 부호화/Viterbi 복호

페이딩: 18파 레일리 페이딩(rms 지연 스프레드 = 50[ns], 최대 도플러 주파수 = 50Hz)

진폭계수: 상기한 수학식 28에서의 K 값을 K=1로서 실시함

도 36은 본 실시예에 있어서의 실험예로서 도 34의 구성에서의 패킷 에러율(PER) 특성을 나타내며, 비교로서 제13 및 제14의 실시예에 최대비 합성기술을 적용한 도 31의 구성에 의한 패킷 에러율 특성을 나타낸다. 본 실시예에 의하여 도 31에 도시된 구성에서의 PER 특성과 거의 변함없는 PER 특성이 구해진다는 것을 알 수 있다.

발명의 효과

이상과 같이 본 실시예에서는 서브캐리어 간섭 캔슬러 출력의 수신 진폭정보를 재현하기 위해서 연산한 진폭정보 계수의 2승에 비례한 값을 진폭정보 계수를 이용한 연산에 의하여 취득되는 다이버시티계수에 치환하고, 진폭정보 계수 승한 후의 각 브랜치 신호에 대해서 다이버시티계수에 비례한 가중을 부여한 후, 합성함으로써 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 신호 대 잡음 전력비의 평방근에 비례한 진폭정보 계수를 이용한 경우, 진폭정보 계수의 2승에 비례한 값은 신호 대 잡음 전력비에 비례하므로, 최대 합성 다이버시티와 동등한 효과를 얻을 수 있다. 또한, 본 실시예에서 다이버시티계수를 연산하기 위해서 이용하는 진폭정보 계수는 전달계수 역행렬을 연산하는 과정에서 얻어지는 파라미터를 이용한 연산에 의해서 취득이 가능하기 때문에, 포락선 생성기를 이용해서 신호 대 잡음 전력비를 측정할 필요가 없으므로 장치 규모의 확대를 억제할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

복수의 송신안테나를 포함하고, 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 상기 송신안테나에서 송신하는 OFDM신호 송신장치와,

상기 N개의 송신안테나에서 송신된 신호를 수신하는 N개의 수신안테나를 포함하는 OFDM신호 수신장치와,

상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이에 각 신호전달 경로에 있어서의 전달계수를 성분으로 하는 N차의 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와,

상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거하여 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전달 과정에서 상기 각 신호전달 경로간에 생기는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 2.

제 1항에 있어서,

상기 N개의 송신안테나는 서로 직교하는 편파를 이용한 2개의 송신안테나로서,

상기 N개의 수신안테나는 서로 직교하는 편파를 이용한 2개의 수신안테나인 OFDM신호 전송시스템.

청구항 3.

제 1항에 있어서,

상기 역행렬 연산기 및 상기 간섭 캔슬러가 상기 OFDM신호 수신장치에 구비되고,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한,

상기 각 송신안테나에 접속되어 송신 심볼타이밍에 근거해서 동작하는 OFDM 변조기와,

상기 OFDM 변조기의 출력을 국부발전 주파수에 따라 무선 주파수로 변환해서 상기 송신안테나에 출력하는 송신용 주파수 변환기를 구비하고,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 각 수신안테나에 접속되며 국부발전 주파수에 따라 상기 수신안테나에서 수신된 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 주파수 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기에 각각 접속되고 수신 심볼타이밍에 근거해서 상기 수신용 주파수 변환기의 출력에 대해서 푸리에변환 처리를 하는 고속 푸리에변환기를 구비하며,

상기 간섭 캔슬러는 상기 고속 푸리에변환기로부터 출력되는 서브캐리어마다의 수신 OFDM신호와 상기 역행렬의 곱을 취하고, 상기 OFDM신호 송신장치가 송신하는 OFDM신호에 대응한 서브캐리어마다의 진폭 및 위상을 출력하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 4.

제 3항에 있어서,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한,

상기 각 OFDM 변조기에 대응해서 N 종류의 파일럿신호를 발생하는 파일럿신호 발생기와,

N 계통의 송신정보 신호와 상기 파일럿신호를 다중화해서 상기 OFDM 변조기로 출력하는 다중화 회로와,

상기 OFDM 변조기 모두에 공통된 OFDM 심볼타이밍을 상기 송신 심볼타이밍으로서 공급하는 OFDM 심볼타이밍 발생기와,

상기 송신용 주파수 변환기 모두에 공통되는 국부 발진신호를 공급하는 송신용 국부발진기를 구비하며,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 수신용 주파수 변환기에 모두에 공통되는 국부 발진신호를 공급하는 수신용 국부발진기와,

상기 고속 푸리에변환기의 모두에 공통되는 상기 수신장치 심볼타이밍로서, 상기 파일럿신호를 상기 수신안테나에서 수신하기 위한 OFDM 심볼타이밍을 상기 고속 푸리에변환기에 공급하는 타이밍신호 발생기를 구비하고,

상기 역행렬 연산기는 상기 송신안테나와 상기 수신안테나의 모든 조합에 대해서 상기 파일럿신호의 수신진폭 및 위상을 이미 알려진 파일럿신호의 진폭 및 위상으로 정규화함으로써 상기 전달계수를 측정하고 각 서브캐리어에 관련된 행렬에 대한 상기 역행렬을 계산해서 기억하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 5.

제 4항에 있어서,

상기 OFDM신호 송신장치는 상기 파일럿신호 발생기에 의해서 상기 파일럿신호를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 타이밍을 다르게 발생시켜서 상기 OFDM신호 수신장치에 송신하고,

상기 OFDM신호 수신장치는 상기 시간축 상에서 다르게 송신되는 상기 각 파일럿신호를 수신해서 상기 고속 푸리에변환기에 의해서 분리하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 6.

제 4항에 있어서,

상기 송신장치의 상기 파일럿신호 발생기는,

서브캐리어 수를 I라고 할 때, i번째 (i는 1 이상 I 이하의 정수)의 서브캐리어에서 n번째 (n은 1 이상 N 이하의 정수)의 송신안테나에서 송신되는 m번째 심볼 (m은 1 이상 M 이하의 정수)의 파일럿신호 ( $P_{i,m}$ )를 m행 n열째 성분으로 해서 행렬식이 0이 되지 않고, 또한, 단위 행렬 및 그 복소수 배의 행렬 이외인 송신 서브캐리어 파일럿행렬을 발생시키는 송신 서브캐리어 파일럿행렬 발생기와,

상기 송신 서브캐리어 파일럿행렬 발생기로부터 출력되는 i번째 서브캐리어 송신장치 서브캐리어 파일럿행렬을  $P_i$ 로 하며 모든 송신 서브캐리어 파일럿행렬 ( $P_i$ )로부터 m행 n열째의 성분을 n번째 안테나의 m 심볼째의 송신 파일럿신호 성분 ( $P_{i,m}^1, P_{i,m}^2, \dots, P_{i,m}^N$ )으로 해서 상기 다중화 회로에 입력하는 송신 파일럿신호 구성기를 구비하고,

상기 OFDM신호 수신장치의 상기 역행렬 연산기는,

상기 수신안테나에서 수신된  $N$  심볼째의 파일럿신호에 근거해서 상기 고속 푸리에변환기로부터 출력되는  $i$ 번째 서브캐리어의  $n$ 번째 수신안테나의  $m$  심볼째의 수신신호( $r_{m,n}^i$ )를  $m$ 행  $n$ 열째의 성분으로 하는  $N$ 행  $N$ 열의 수신 서브캐리어 파일럿행렬( $PR^i$ )을 생성하는 수신 서브캐리어 파일럿행렬 구성기와,

상기 수신 서브캐리어 파일럿행렬( $PR^i$ )과 상기 송신 서브캐리어 파일럿신호( $P^i$ )의 역행렬을 승산함으로써  $i$ 번째 서브캐리어에 대한 상기 송신안테나와 상기 수신안테나간의 전달함수의 행렬인 서브캐리어 전달함수 행렬( $S^i$ )을 계산한 후, 당해 서브캐리어 전달함수 행렬의 역행렬( $(S^i)^{-1}$ )을 계산하는  $I$ 개의 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 7.

제 4항에 있어서,

OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력에 근거해서 상기 송신용 국부발진기의 발진신호와 상기 수신용 국부발진기의 발진신호의 주파수 오차를 추정하여 반송파 주파수 오차추정치를 출력하는  $N$ 개의 반송파 주파수 오차추정회로와,

상기  $N$ 개의 반송파 주파수 오차추정회로로부터 출력되는 상기 반송파 주파수 오차추정치의 평균치를 계산해서 출력하는 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로와,

상기 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로로부터 출력되는 평균치에 근거해서 상기 수신용 주파수 변환기의 각 출력의 반송파 주파수 오차를 보정하는  $N$ 개의 반송파 주파수 오차추정회로를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 8.

제 7항에 있어서,

상기 파일럿신호 발생기는 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호를 반복하여 송신하고,

상기 반송파 주파수 오차추정회로는 상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기와 같은 시간만큼 상기 수신장치 주파수 변환기의 출력을 지연시키는  $N$ 개의 지연회로와,

상기  $N$ 개의 지연회로 출력의 복소공역을 계산하는  $N$ 개의 복소공역 회로와,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력과 상기 복소공역 회로의 출력을 승산하는  $N$ 개의 복소승산기와,

상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복적인 주기에 상당하는 샘플수만큼에 대해서 상기 복소승산기의 출력합을 취하는  $N$ 개의 적분회로와,

상기  $N$ 개의 적분회로 출력의 평균치를 취하는 평균화 회로와,

상기 평균화 회로의 출력을 이용해서 반송파 주파수 오차에 비례하는 위상 변동량을 연산하는 역정적회로와,

상기 역정적회로의 출력을 1샘플 시간당 반송파 주파수 오차로 변환하는 위상변환 회로를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 9.

제 7항에 있어서,

상기 파일럿신호 발생기는 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호를 반복하여 송신하고,

상기 반송파 주파수 오차추정회로는 상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기와 같은 시간만큼 상기 수신용 주파수 변환기의 출력을 지연시키는 N개의 지연회로와,

상기 N개의 지연회로 출력의 복소공역을 계산하는 N개의 복소공역 회로와,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력과 상기 복소공역 회로의 출력을 승산하는 N개의 복소승산기와,

상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기에 상당하는 샘플수만큼에 대해서 상기 복소승산기 출력의 합을 취하는 N개의 적분회로와,

상기 N개의 적분회로의 출력을 이용해서 반송파 주파수 오차에 비례하는 위상 변동량을 연산하는 역정적회로와,

상기 역정적회로의 출력을 1샘플 시간당의 반송파 주파수 오차로 변환하는 위상변환 회로와,

상기 N개의 위상변환 회로 출력의 평균치를 취하는 평균화 회로를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 10.

제 4항에 있어서,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한,

상기 송신정보 신호에 대해서 에러정정 부호화를 행하는 에러정정 부호기와,

상기 에러정정 부호기로부터 출력되는 신호의 부호를 교체 배열하여 상기 다중화 회로에 출력하는 인터리버를 구비하며,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 간섭 캔슬러의 출력에 대해서 상기 인터리버와 반대 조작을 행하는 디인터리버와,

상기 디인터리버로부터 출력되는 에러정정 부호를 복호하는 에러정정 부호기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 11.

제 10항에 있어서,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 간섭 캔슬러의 출력치에 대한 가중계수를 취득하는 가중계수 연산기와,

상기 가중계수 연산기에 의해서 취득된 상기 가중계수를 상기 간섭 캔슬러의 출력치에 승산하는 승산기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 12.

제 10항에 있어서,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한,

상기 송신정보 신호를 직병렬 변환한 신호를 상기 다중화 회로로 송출할 것인지 또는 동일한 송신정보 신호를 상기 다중화 회로로 송출할 것인지를 절환하는 제1 절환기를 구비하며,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 OFDM신호 송신장치가 송신하는 OFDM신호의 임의의 서브캐리어에 관련된 상기 간섭 캔슬러 출력의 수신 품질을 측정하는 통신품질 측정기와,

상기 OFDM신호 송신장치가 상기 송신정보 신호를 직병렬 변환한 신호를 송출할 경우에는 상기 간섭 캔슬러로부터 출력된 신호를 그대로 출력하고, 상기 OFDM신호 송신장치가 동일한 송신정보 신호를 송출할 경우에는 상기 간섭 캔슬러의 출력을 가산하거나 또는 상기 간섭 캔슬러의 출력 중 수신 레벨이 큰 쪽을 출력하는 제2 절환기를 구비하고,

상기 제1 절환기는 상기 통신품질 측정기에 의한 측정 결과에 따라서 절환을 행하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 13.

제 12항에 있어서,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 역행렬 연산기에서 취득한 상기 역행렬의 요소에서 상기 수신안테나에서의 수신신호의 진폭정보를 재현하기 위해서 이용하는 진폭정보 계수를 연산하는 진폭정보 계수 연산기와,

상기 간섭 캔슬러의 각각 출력에 상기 진폭정보 계수 연산기에서 취득한 상기 진폭정보 계수를 곱하는 진폭정보 계수 승산기와,

상기 역행렬 연산기에서 취득한 상기 역행렬의 요소 또는 상기 진폭정보 계수 연산기에서 연산된 상기 진폭정보 계수로 다이버시티 합성을 위한 가중에 이용하는 다이버시티계수를 연산하는 다이버시티계수 연산기와,

상기 다이버시티계수 연산기에 의해 연산된 상기 다이버시티계수를 상기 진폭정보 계수 승산기의 출력신호에 곱하는 다이버시티계수 승산기와,

상기 다이버시티계수 승산기의 출력신호를 가산한 결과인 OFDM신호를 출력하는 가산기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

## 청구항 14.

제 1항에 있어서,

상기 간섭 캔슬러가 상기 OFDM신호 송신장치에 마련되고,

상기 OFDM신호 송신장치는,

N 계통의 송신정보 신호의 각각을 OFDM 심볼로 변환하는 데이터 변환기와,

상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬 연산기가 취득한 상기 역행렬을 증산하는 상기 간섭 캔슬러와,

상기 간섭 캔슬러가 출력하는 신호에 대해서 역푸리에 변환을 하는 고속 역푸리에 변환기와,

상기 고속 역푸리에 변환기가 출력하는 신호의 주파수를 무선 주파수로 변환하는 송신용 주파수 변환기를 구비하고,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 수신안테나가 수신한 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기가 출력하는 N 계통의 수신신호의 각각에 대해서 푸리에변환 처리를 하는 N개의 고속 푸리에변환기와,

상기 고속 푸리에변환기로부터 출력되는 안테나 계통마다의 OFDM 심볼을 비트열로 변환하는 복조기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 15.

제 14항에 있어서,

상기 역행렬 연산기가 상기 OFDM신호 수신장치에 마련되고,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한, 상기 역행렬 연산기가 구한 상기 역행렬을 상기 OFDM신호 송신장치로 송신하는 역행렬정보 송신기를 구비하며,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한, 상기 OFDM신호 수신장치로부터 송출되는 상기 역행렬을 수신하는 역행렬정보 수신기를 구비하고, 상기 간섭 캔슬러는 상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬정보 수신기가 수신한 상기 역행렬을 증산하는 OFDM신호 전송시스템.

청구항 16.

제 14항에 있어서,

상기 역행렬 연산기가 상기 OFDM신호 송신장치에 마련되고,

상기 OFDM신호 송신장치는 또한,

상기 송신안테나에 각각 대응한 N 종류의 파일럿신호를 발생하는 파일럿신호 발생기와,

상기 간섭 캔슬러가 출력하는 N 계통의 신호 각각에 상기 N 종류의 파일럿신호를 각각 다중화해서 상기 고속 역푸리에 변환기에 출력하는 다중화 회로와,

상기 OFDM신호 수신장치로부터 송출되어 오는 상기 파일럿신호의 수신정보를 수신하는 파일럿신호 수신기를 구비하고,

상기 역행렬 연산기는 상기 파일럿정보 수신기가 수신한 상기 파일럿신호의 수신정보에 근거해서 상기 역행렬을 연산하며,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 고속푸리에 변환기의 출력으로부터 수신한 N개의 파일럿신호의 진폭 및 위상을 서브캐리어마다 검출하여 상기 파일럿신호의 상기 수신정보를 상기 OFDM신호 송신장치에 송신하는 파일럿정보 송신기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

#### 청구항 17.

제 1항에 있어서,

상기 수신안테나는 송신 기능을 더 구비한 제1 세트 안테나이고,

상기 송신안테나는 수신 기능을 더 구비한 제2 세트 안테나이며,

상기 역행렬 연산기 및 상기 간섭 캔슬러가 상기 OFDM신호 송신장치에 마련되고,

상기 OFDM신호 수신장치는 또한,

상기 제2 세트 안테나 각각에 대응한 N 종류의 파일럿신호를 발생하는 파일럿신호 발생기와,

상기 파일럿신호 발생기가 출력하는 N 종류의 파일럿신호에 대해서 고속 역푸리에 변환을 행하는 제1 세트 고속 역푸리에 변환기와,

상기 제1 세트 고속 역푸리에 변환기로부터 출력되는 신호를 송신에 적합한 무선 주파수로 변환하는 제1 세트 송신용 주파수 변환기와,

상기 제1 세트 안테나가 수신한 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 제1 세트 수신용 주파수 변환기와,

상기 제1 세트 수신용 주파수 변환기가 출력하는 N 계통의 수신신호의 각각에 대해서 푸리에변환 처리를 행하는 제1 세트 고속 푸리에 변환기와,

상기 제1 세트 고속 푸리에 변환기로부터 출력되는 안테나 계통마다의 OFDM 심볼을 비트열로 변환하는 N개의 복조기와,

상기 제1 세트 안테나에 대해서 상기 제1 세트 송신용 주파수 변환기로부터 출력되는 신호의 송신과, 상기 제1 세트 수신용 주파수 변환기로 공급되는 상기 수신신호의 수신을 절환하는 제1 세트 송수신 절환기를 구비하며,

상기 OFDM신호 송신장치는,

상기 OFDM신호 수신장치로부터 송출되어 상기 제2 세트 안테나에서 수신된 무선 주파수의 파일럿신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 제2 세트 수신용 주파수 변환기와,

상기 제2 세트 수신용 주파수 변환기가 출력하는 신호에 대해서 푸리에 변환을 실시하는 제2 세트 고속 푸리에 변환기와,

상기 제2 세트의 고속 푸리에 변환기의 출력으로부터 추출된 신호에 근거해서 상기 역행렬을 연산하는 상기 역행렬 연산기와,

입력되는 N 계통의 송신정보 신호의 각각을 OFDM 심볼로 변환하는 N개의 데이터 변환기와,

상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬 연산기가 구한 상기 역행렬을 승산하는 상기 간섭 캔슬러와,



상기 간섭 캔슬러가 출력하는 신호에 대해서 역푸리에 변환을 실시하는 제2 세트의 고속 역푸리에 변환기와,

상기 제2 세트의 고속역푸리에 변환기가 출력하는 신호의 주파수를 무선 주파수로 변환하는 제2 세트 송신용 주파수 변환기와,

상기 제2 세트 안테나에 대해서, 상기 제2 세트의 송신용 주파수 변환기로부터 출력되는 신호의 송신과, 상기 제2 세트의 수신용 주파수 변환기에 공급되는 상기 파일럿신호의 수신을 절환시키는 제2 세트의 송수신 절환기를 구비하는 OFDM신호 전송시스템.

#### 청구항 18.

복수의 N개 송신안테나를 구비한 OFDM신호 송신장치로부터 N개의 수신안테나를 구비한 OFDM신호 수신장치로 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 전송하는 OFDM신호 전송시스템에 이용되는 OFDM신호 송신장치로서,

상기 OFDM신호 전송시스템이,

상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이의 각 신호전달 경로에 전달계수를 성분으로 하는 N차 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와,

상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거해서 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전송 과정에서 상기 각 신호전달 경로 사이에서 발생하는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러와,

상기 역행렬 연산기가 상기 역행렬을 연산하기 위해서 사용하는 N 종류의 파일럿신호를 발생시키는 파일럿신호 발생기를 구비하며,

상기 OFDM신호 송신장치는 상기 역행렬 연산기, 상기 간섭 캔슬러, 상기 파일럿신호 발생기 중 적어도 하나를 구비하는 OFDM신호 송신장치.

#### 청구항 19.

제 18항에 있어서,

상기 N개의 송신안테나는 상기 N개의 수신안테나로서 상기 OFDM신호 수신장치에 마련된 서로 직교하는 편파를 이용하는 2개의 수신안테나를 향해서 상기 OFDM신호를 서로 직교하는 편파를 이용해서 송신하는 2개의 송신안테나인 OFDM신호 송신장치.

#### 청구항 20.

제 18항에 있어서,

상기 OFDM 변조기의 출력을 국부발진 주파수에 따라 무선 주파수로 변환해서 상기 송신안테나에 출력하는 송신용 주파수 변환기와,

상기 파일럿신호 발생기와,

N 계통의 송신정보 신호와 상기 파일럿신호를 다중화하는 다중화 회로와,

상기 다중화 회로에 접속되어 송신 심볼타이밍에 근거해서 동작하는 OFDM 변조기와,

상기 OFDM 변조기 모두에 공통된 OFDM 심볼타이밍을 상기 송신시스템 심볼타이밍으로서 공급하는 OFDM 심볼타이밍 발생기와,

상기 송신용 주파수 변환기 모두에 공통되는 국부발진 신호를 공급하는 송신용 국부발진기를 구비하며,

상기 파일럿신호 발생기는 상기 OFDM신호 수신장치에 마련된 상기 역행렬 연산기가 상기 N 종류의 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 이미 알려진 파일럿신호의 진폭 및 위상으로 정규화함으로써 각 서브캐리어에 관련된 상기 역행렬을 연산하기 위해서 사용하는 상기 N 종류의 파일럿신호를 상기 각 OFDM 변조기에 대응해서 발생시키는 OFDM신호 송신장치.

청구항 21.

제 20항에 있어서,

상기 파일럿신호 발생기는 상기 파일럿신호를 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 서로 타이밍이 일치하지 않게 발생시키는 OFDM신호 송신장치.

청구항 22.

제 20항에 있어서,

상기 파일럿신호 발생기는,

서브캐리어 수를 I라고 할 때, i번째 (i는 1 이상 I 이하의 정수)의 서브캐리어에서 n번째 (n은 1 이상 N 이하의 정수)의 송신안테나로 송신되는 m 심볼째 (m은 1 이상 N 이하의 정수) 파일럿신호 ( $P'_{m,n}$ )를 m행 n열째의 성분으로 하고, 행렬식이 0이 되지 않고, 또한, 단위 행렬 및 그 복소수 배의 행렬 이외인 송신 서브캐리어 파일럿행렬을 발생시키는 송신 서브캐리어 파일럿행렬 발생기와,

상기 송신 서브캐리어 파일럿행렬 발생기로부터 출력되는 i번째의 서브캐리어 송신 서브캐리어 파일럿행렬을  $P^i$ 로 하며, 모든 송신 서브캐리어 파일럿행렬 ( $P^i$ )로부터 m행 n열째의 성분을 n개째 안테나의 m 심볼째 송신 파일럿신호 성분 ( $p_1, p_2, \dots, p_n$ )으로서 상기 다중화 회로에 출력하는 송신 파일럿신호 구성기를 구비하는 OFDM신호 송신장치.

청구항 23.

제 20항에 있어서,

상기 송신정보 신호에 대해서 에러정정 부호화를 행하는 에러정정 부호기와,

상기 에러정정 부호기로부터 출력되는 신호의 부호의 순서를 교체 배열하여 상기 다중화 회로에 출력하는 인터리버를 더 구비하는 OFDM신호 송신장치.

청구항 24.

제 23항에 있어서,

상기 OFDM신호 수신장치를 향해서 송신한 OFDM신호의 임의의 서브캐리어에 대해서 상기 OFDM신호 수신장치에서 측정된 수신 품질에 따라서 상기 송신정보 신호를 직렬 변환한 신호를 상기 다중화 회로에 송출할 것인지 또는 동일한 송신정보 신호를 상기 다중화 회로에 송출할 것인지를 전환하는 제1 전환기를 더 구비한 OFDM신호 송신장치.

청구항 25.

제 18항에 있어서,

N 계통의 송신정보 신호의 각각을 OFDM 심볼로 변환하는 데이터 변환기와,

상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬 연산기가 취득한 상기 역행렬을 승산하는 상기 간섭 캔슬러와,

상기 간섭 캔슬러가 출력하는 신호에 대해서 역푸리에 변환을 실시하는 고속 역푸리에 변환기와,

상기 고속 역푸리에 변환기가 출력하는 신호의 주파수를 무선 주파수로 변환하는 송신용 주파수 변환기를 구비하는 OFDM신호 송신장치.

청구항 26.

제 25항에 있어서,

상기 OFDM신호 수신장치에 구비된 상기 역행렬 연산기로부터 송출되는 상기 역행렬을 수신하는 역행렬정보 수신장치를 더 구비하며,

상기 간섭 캔슬러는 상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼이 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬정보 수신기가 수신한 상기 역행렬을 승산하는 OFDM신호 송신장치.

청구항 27.

제 25항에 있어서,

상기 역행렬 연산기와,

상기 파일럿신호 발생기와,

상기 간섭 캔슬러가 출력하는 N 계통의 신호 각각에 상기 N 종류의 파일럿신호를 각각 다중화해서 상기 고속 역푸리에 변환기에 출력하는 다중화 회로와,

상기 OFDM신호 수신장치에 송신한 상기 파일럿신호에 대응해서 상기 OFDM신호 수신장치로부터 전달되어 오는 상기 파일럿신호의 수신정보를 수신하는 파일럿정보 수신기를 구비하며,

상기 역행렬 연산기는 상기 파일럿정보 수신기가 수신한 상기 파일럿신호의 수신정보에 근거해서 상기 역행렬을 연산하는 OFDM신호 송신장치.

청구항 28.

제 18항에 있어서,

상기 송신안테나는 주신 기능을 더 구비한 송수신안테나로서,

상기 송수신안테나의 각각에 대응해서 상기 OFDM신호 수신장치에서 송출되어 상기 송수신안테나에서 수신된 N 종류의 파일럿신호를 복조에 적합한 주파수에 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기가 출력하는 신호에 대해서 푸리에 변환을 실시하는 고속 푸리에 변환기와,

상기 고속 푸리에 변환기의 출력에서 추출된 신호에 근거해서 상기 역행렬을 연산하는 상기 역행렬 연산기와,

입력되는 N 계통의 송신정보 신호의 각각을 OFDM 심볼로 변환하는 N개의 데이터 변환기와,

상기 데이터 변환기가 생성한 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 상기 역행렬 연산기가 구한 상기 역행렬을 승산하는 상기 간섭 캔슬러와,

상기 간섭 캔슬러가 출력하는 신호에 대해서 역푸리에 변환을 실시하는 고속 역푸리에 변환기와,

상기 고속 역푸리에 변환기가 출력하는 신호의 주파수를 무선 주파수로 변환하는 송신용 주파수 변환기와,

상기 송수신안테나에 대해서 상기 송신용 주파수 변환기에서 출력되는 신호의 송신과 상기 수신용 주파수 변환기로 공급되는 상기 파일럿신호의 수신을 절환시키는 송수신 절환기를 구비한 OFDM신호 송신장치.

청구항 29.

복수의 N개 송신안테나를 구비한 OFDM신호 송신장치로부터 N개의 수신안테나를 구비한 OFDM신호 수신장치로 동일한 무선 주파수의 OFDM신호를 전송하는 OFDM신호 전송시스템에 이용되는 OFDM신호 수신장치로서,

상기 OFDM신호 전송시스템이,

상기 각각의 송신안테나와 상기 각각의 수신안테나 사이의 각 신호전달 경로에서의 전달계수를 성분으로 하는 N차의 정방 행렬의 역행렬을 서브캐리어마다 연산하는 역행렬 연산기와,

상기 역행렬 연산기에 의해서 연산된 상기 역행렬에 근거해서 상기 OFDM신호 송신장치로부터 상기 OFDM신호 수신장치로의 신호전송의 과정에서 상기 각 신호전달 경로간에서 발생하는 간섭 성분을 컨슬하는 간섭 캔슬러와,

상기 역행렬 연산기가 상기 역행렬을 연산하기 위해서 사용하는 N 종류의 파일럿신호를 발생하는 파일럿신호 발생기를 구비하고 있으며,

상기 OFDM신호 수신장치는 상기 역행렬 연산기, 상기 간섭 캔슬러, 상기 파일럿신호 발생기 중 적어도 하나를 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 30.

제 29항에 있어서,

상기 N개의 수신안테나는 상기 N개의 송신안테나로서 상기 OFDM 송신장치에 마련된 2개의 송신안테나가 서로 직교하는 편파를 이용해서 송신하는 상기 OFDM신호를 서로 직교하는 편파를 이용해서 수신하는 2개의 수신안테나인 OFDM신호 수신장치.

청구항 31.

제 29항에 있어서,

상기 역행렬 연산기와,

상기 간섭 캔슬러와,

상기 수신안테나마다 접속되어 국부발전 주파수에 따라 상기 수신안테나에서 수신된 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수에 주파수 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기에 각각 접속되어 수신 심볼타이밍에 근거해서 상기 수신용 주파수 변환기의 출력에 대해서 푸리에변환 처리를 실시하는 고속푸리에 변환기를 더 구비하며,

상기 간섭 캔슬러는 상기 고속푸리에 변환기로부터 출력되는 서브캐리어마다의 수신 OFDM신호와 상기 역행렬의 곱을 취하고 상기 OFDM신호 송신장치가 송신하는 OFDM신호에 대응한 서브캐리어마다의 진폭 및 위상을 출력하는 OFDM 신호 수신장치.

### 청구항 32.

제 31항에 있어서,

상기 수신용 주파수 변환기 모두에 공통되는 국부 발전시호를 공급하는 수신용 국부발전기와,

상기 수신용 심볼타이밍으로서 상기 송신용 안테나에 대응해서 상기 OFDM신호 송신장치가 발생시키는 N 종류의 파일럿신호를 상기 수신안테나에서 수신하기 위한 OFDM 심볼타이밍을 상기 고속 푸리에 변환기의 모두에 공통적으로 공급하는 타이밍신호 발생기를 더 구비하고,

상기 역행렬 연산기는 상기 송신안테나와 상기 수신안테나의 모든 조합에 대해서 상기 파일럿신호의 수신 진폭 및 위상을 이미 알려진 파일럿신호의 진폭 및 위상으로 정규화함으로써 상기 전달계수를 측정하며 각 서브캐리어에 관련된 행렬에 대한 상기 역행렬을 계산해서 기억하는 OFDM신호 수신장치.

### 청구항 33.

제 32항에 있어서,

상기 수신안테나는 상기 OFDM신호 송신장치로부터 시간축 상에서 서로 겹쳐지지 않도록 서로 타이밍을 어긋나게 다르게 해서 송출되어 오는 파일럿신호를 수신해서 상기 수신용 주파수 변환기로 출력하고,

상기 고속 푸리에 변환기는 상기 수신용 주파수 변환기에서 주파수 변환된 파일럿신호를 서브캐리어마다 분리해서 출력하는 OFDM신호 수신장치.

### 청구항 34.

제 32항에 있어서,

상기 역행렬 연산기는,

서브캐리어 수를 I로 할 때에, 상기 수신안테나에서 수신된 N 심볼의 파일럿신호에 근거해서 상기 고속 푸리에 변환기에서 출력되는 i번째(i는 1 이상 I 이하의 정수) 서브캐리어의 n번째 수신안테나의 m 심볼째의 수신신호( $r'_{in}$ )를 m행 n열째 성분으로 하는 N행 N열의 수신 서브캐리어 파일럿행렬( $PR^i$ )을 생성하는 수신 서브캐리어 파일럿행렬 구성기와,

상기 OFDM신호 송신장치로부터 송출되어 오는 송신 서브캐리어 파일럿행렬로서,  $i$ 번째 서브캐리어에서의  $n$ 번째 ( $n$ 은 1 이상  $N$  이하의 정수)의 송신안테나에서 송신되는  $m$  심볼째 ( $m$ 은 1 이상  $N$  이하의 정수)의 파일럿신호 ( $P'_{m,n}$ )를  $m$ 행  $n$ 열째 성분으로 하고, 행렬식이 0이 되지 않고, 또한, 단위 행렬 및 그 복소수 배의 행렬 이외인 상기 송신 서브캐리어 파일럿행렬 ( $P'$ )의 역행렬과 상기 수신 서브캐리어 파일럿행렬 ( $PR'$ )을 승산함으로써  $i$ 번째 서브캐리어에 대한 상기 송신안테나와 상기 수신안테나간의 전달계수의 행렬인 서브캐리어 전달함수 행렬 ( $S'$ )의 역행렬 ( $(S')^{-1}$ )을 계산하는  $I$ 개의 서브캐리어 전달함수 역행렬 연산기를 구비하는 OFDM신호 수신장치.

청구항 35.

제 32항에 있어서,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력에 근거해서 상기 OFDM신호 송신장치에서의 반송파의 발진신호와 상기 수신용 국부발진기의 발진신호 주파수 오차를 추정해서 반송파 주파수 오차추정치를 출력하는  $N$ 개의 반송파 주파수 오차추정회로와,

상기  $N$ 개의 반송파 주파수 오차추정회로에서 출력되는 상기 반송파 주파수 오차추정치의 평균치를 계산해서 출력하는 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로와,

상기 반송파 주파수 오차추정치 평균화 회로에서 출력되는 평균치에 근거해서 상기 수신용 주파수 변환기의 각 출력 반송파 주파수 오차를 보정하는  $N$ 개의 반송파 주파수 오차보정회로를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 36.

제 35항에 있어서,

상기 반송파 주파수 오차추정회로는 상기 OFDM신호 송신장치에서 반복적으로 송신되는 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기와 같은 시간만큼 상기 수신용 주파수 변환기의 출력을 지연시키는  $N$ 개의 지연회로와,

상기  $N$ 개의 지연회로 출력의 복소공역을 계산하는  $N$ 개의 복소공역 회로와,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력과 상기 복소공역 회로를 승산하는  $N$ 개의 복소승산기와,

상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기에 상당하는 샘플 수만큼에 대해서 상기 복소승산기 출력의 합을 취하는  $N$ 개의 적분회로와,

상기  $N$ 개의 적분회로 출력의 평균치를 취하는 평균화 회로와,

상기 평균화 회로의 출력을 이용해서 반송파 주파수 오차에 비례하는 위상 변동량을 연산하는 역정적회로와,

상기 역정적회로의 출력을 1샘플 시간당 반송파 주파수 오차로 변환하는 위상변환 회로를 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 37.

제 35항에 있어서,

상기 반송파 주파수 오차추정회로는 상기 OFDM신호 송신장치에서 반복적으로 송신되는 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기와 같은 시간만큼 상기 수신용 주파수 변환기의 출력을 지연시키는  $N$ 개의 지연회로와,

상기 N개의 지연회로 출력의 복소공역을 계산하는 N개의 복소공역 회로와,

상기 수신용 주파수 변환기의 출력과 상기 복소공역 회로의 출력을 승산하는 N개의 복소승산기와,

상기 반송파 주파수 오차추정용 파일럿신호의 반복 주기에 해당하는 샘플 수 뒀에 대해서 상기 복수 승산기 출력의 합을 취하는 적분회로와,

상기 N개의 적분회로의 출력을 이용해서 반송파 주파수 오차에 비례하는 위상 변동량을 연산하는 역정적회로와,

상기 역정적회로의 출력을 1샘플 시간당의 반송파 주파수 오차로 변환하는 위상 변환회로와,

상기 N개의 위상 변환회로 출력의 평균치를 취하는 평균화회로를 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 38.

제 32항에 있어서,

상기 간섭 캔슬러의 출력에 대해서 상기 OFDM신호 송신장치에서 바꿔 놓아진 송신신호 정보의 부호 순서를 원래 것으로 되돌리는 조작을 행하는 다이버시티와,

상기 OFDM신호 송신장치에서 행해진 상기 송신신호 정보에 대한 에러정정 부호화에 대응해서 상기 다이버시티로부터 출력되는 오차 정정보호를 복호하는 에러정정 복호기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 39.

제 38항에 있어서,

상기 간섭 캔슬러의 출력치에 대한 가중계수를 취득하는 가중계수 연산기와,

상기 가중계수 연산기에 의해서 취득된 상기 가중계수를 상기 간섭 캔슬러의 출력치에 승산하는 승산기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

청구항 40.

제 38항에 있어서,

상기 OFDM신호 송신장치가 송신하는 OFDM신호의 임의 서브캐리어에 관련된 상기 간섭 캔슬러 출력의 수신 품질을 측정하는 통신 품질 측정기와,

상기 OFDM신호 송신장치가 상기 송신정보 신호를 직병렬 변환한 신호를 송출할 경우에는 상기 간섭 캔슬러로부터 출력된 신호를 그대로 출력하고, 상기 OFDM신호 송신장치가 동일한 송신정보 신호를 송출할 경우에는 상기 간섭 캔슬러의 출력을 가산하거나 또는 상기 간섭 캔슬러 출력 중 수신 레벨이 높은 쪽을 출력하는 제2 절환기를 더 구비하며,

상기 통신품질 측정기는 상기 송신정보 신호를 직병렬 변환한 신호를 송출하는지 동일한 송신정보 신호를 송출하는지 하는 절환을 위해서 상기 수신 품질을 상기 OFDM신호 송신장치에 송출하는 OFDM신호 수신장치.

청구항 41.

제 40항에 있어서,

상기 역행렬 연산기에서 취득한 상기 역행렬의 요소에서 상기 수신안테나에서의 수신신호의 진폭 정보를 재현하기 위해서 이용되는 진폭정보 계수를 연산하는 진폭정보계수 연산기와,

상기 간섭 캔슬러 각각의 출력에 상기 진폭정보계수 연산기에서 취득한 상기 진폭정보 계수를 곱하는 진폭정보계수 승산기와,

상기 역행렬 연산기에서 취득된 상기 역행렬의 요소 또는 상기 진폭정보계수 연산기에서 연산된 상기 진폭정보계수에 서 다이버시티 합성을 위해서 가중치에 이용되는 다이버시티계수를 연산하는 다이버시티계수 연산기와,

상기 다이버시티계수 연산기에 의해서 연산된 상기 다이버시티계수를 상기 진폭정보 계수 승산기의 출력신호에 곱하는 다이버시티계수 승산기와,

상기 다이버시티 계수 승산기의 출력신호를 가산한 결과인 OFDM신호를 출력하는 가산기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

#### 청구항 42.

제 29항에 있어서,

상기 수신안테나가 수신한 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기가 출력하는 N 계통의 수신신호의 각각에 대해서 푸리에변환 처리를 실시하는 N개의 고속 푸리에변환기와,

상기 고속푸리에 변환기에서 출력되는 안테나 계통마다의 OFDM 심볼을 비트열로 변환하는 복조기와,

상기 역행렬 연산기와,

상기 OFDM신호 송신장치에 마련된 상기 간섭 캔슬러가 각 OFDM 심볼의 각 서브캐리어에 대해서 송신하기 위한 역행렬로서 상기 역행렬 연산기가 구한 상기 역행렬을 상기 OFDM신호 송신장치에 송신하는 역행렬정보 송신기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

#### 청구항 43.

제 29항에 있어서,

상기 수신안테나가 수신한 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기가 출력하는 N 계통의 수신신호의 각각에 대해서 푸리에변환 처리를 실시하는 N개의 고속 푸리에 변환기와,

상기 고속푸리에 변환기에서 출력되는 안테나 계통마다의 OFDM 심볼을 비트열로 변환하는 복조기와,

상기 OFDM신호 송신장치에서 송신되는 N 종류의 파일럿신호에 대응하여, 상기 고속푸리에 변환기로부터 출력되는 N 개의 파일럿신호의 진폭 및 위상을 서브캐리어마다 검출하여 상기 파일럿신호의 수신정보를 생성하며 상기 OFDM신호 송신장치에 마련된 상기 역행렬 연산기가 상기 역행렬을 연산하는 데 사용되는 상기 수신정보를 상기 OFDM신호 송신 장치에 송신하는 파일럿정보 송신기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

#### 청구항 44.



제 29항에 있어서,

상기 수신안테나는 송신 기능을 더 구비한 송수신안테나로서,

상기 파일럿신호 발생기와,

상기 파일럿신호 발생기가 출력하는 N 종류의 파일럿신호에 대해서 고속 역푸리에 변환을 실시하는 고속 역푸리에 변환기와,

상기 고속 역푸리에 변환기에서 출력되는 신호를 송신에 적합한 무선 주파수로 변환하는 송신용 주파수 변환기와,

상기 송수신안테나가 수신한 무선 주파수의 수신신호를 복조에 적합한 주파수로 변환하는 수신용 주파수 변환기와,

상기 수신용 주파수 변환기가 출력하는 N 계통의 수신신호의 각각에 대해서 푸리에변환 처리를 실시하는 고속푸리에 변환기와,

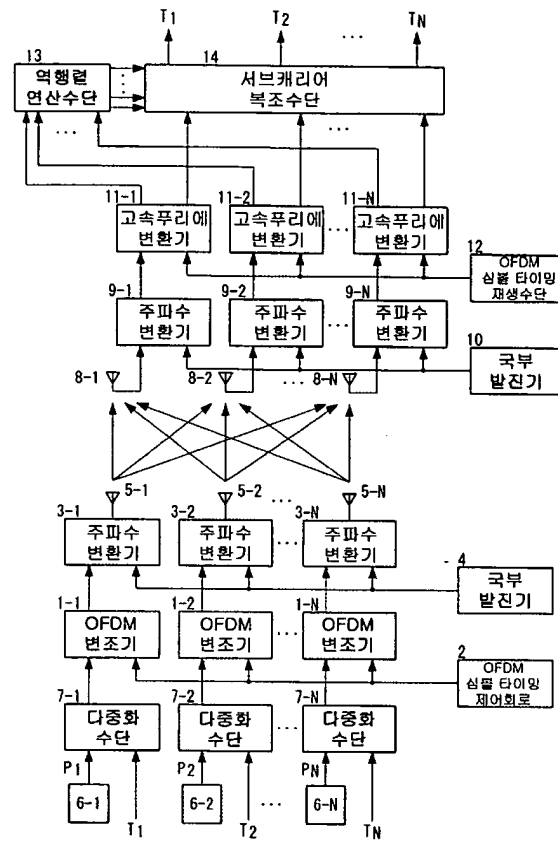
상기 고속푸리에 변환기에서 출력되는 안테나 계통마다의 OFDM 심볼을 비트열에 변환하는 N개의 복조기와,

상기 송수신안테나에 대해서 상기 송신용 주파수 변환기로부터 출력되는 신호의 송신과 상기 수신용 주파수 변환기에 공급되는 신호의 수신을 절환시키는 송수신 절환기를 더 구비한 OFDM신호 수신장치.

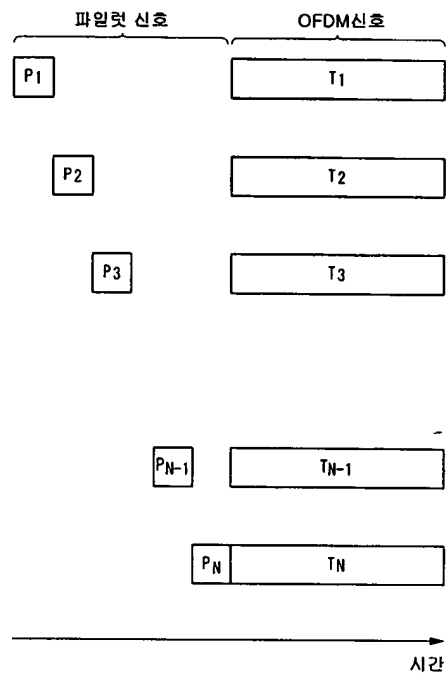
4

도민

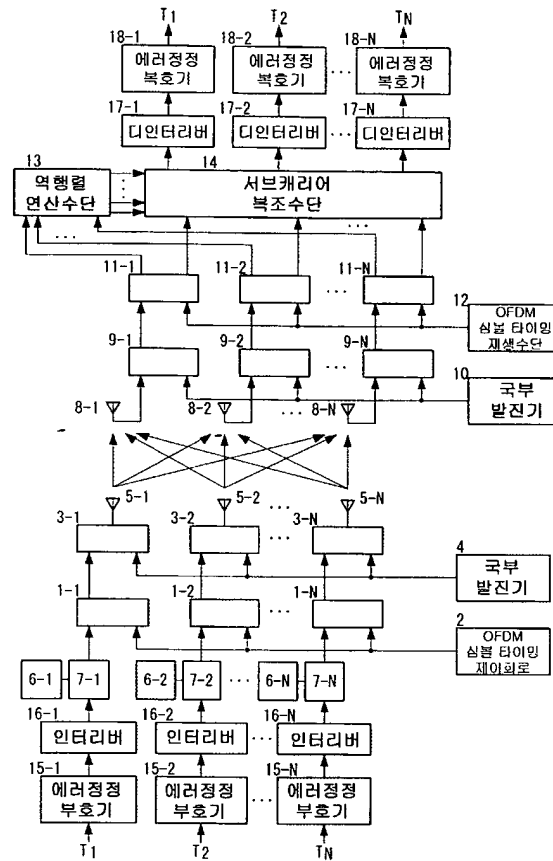
도면 1



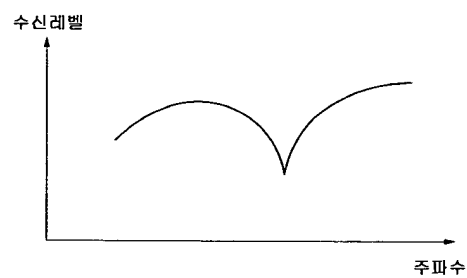
도면 2



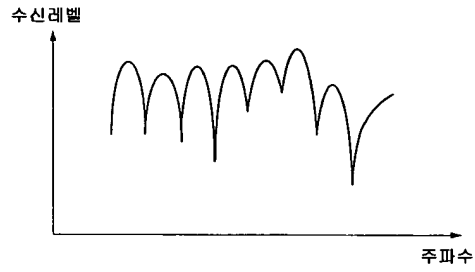
도면 3



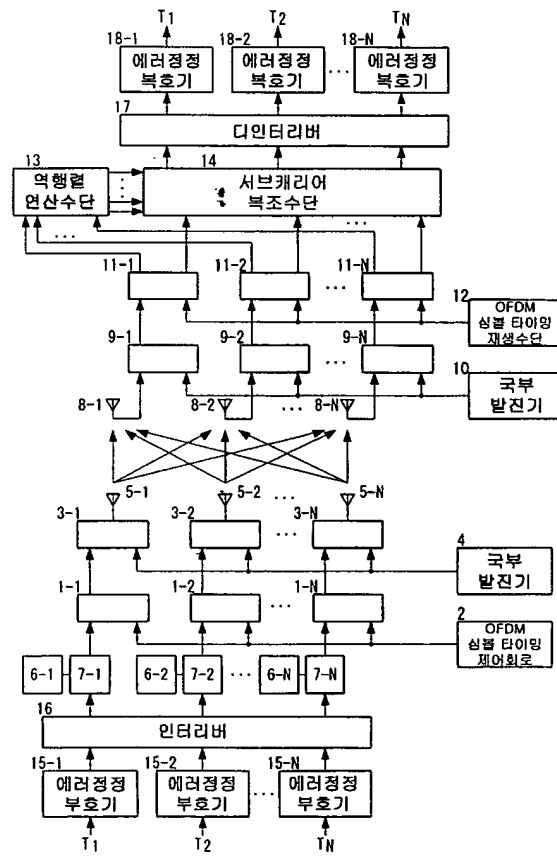
도면 4a



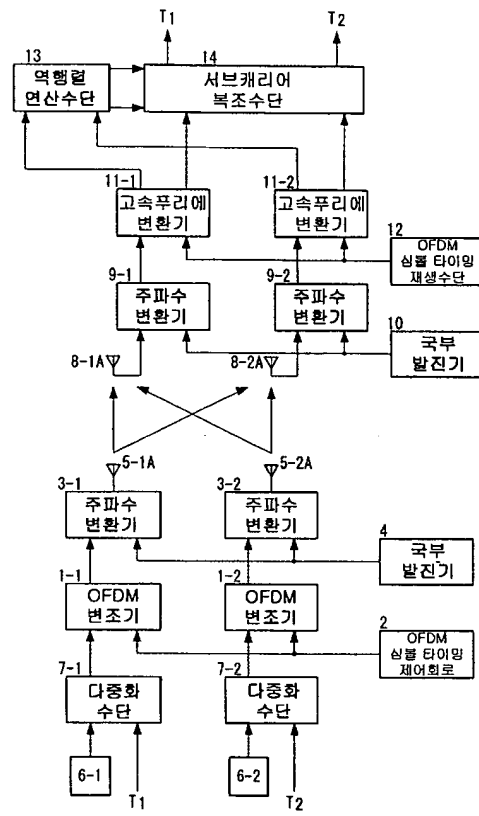
도면 4b



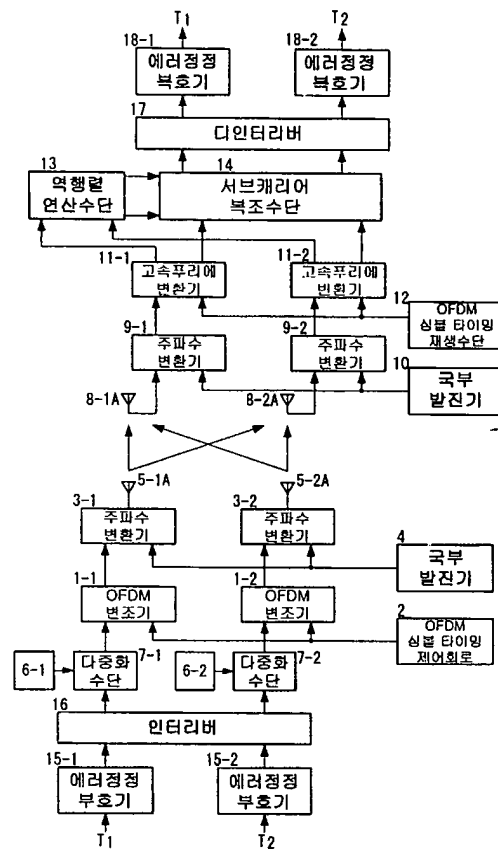
도면 5



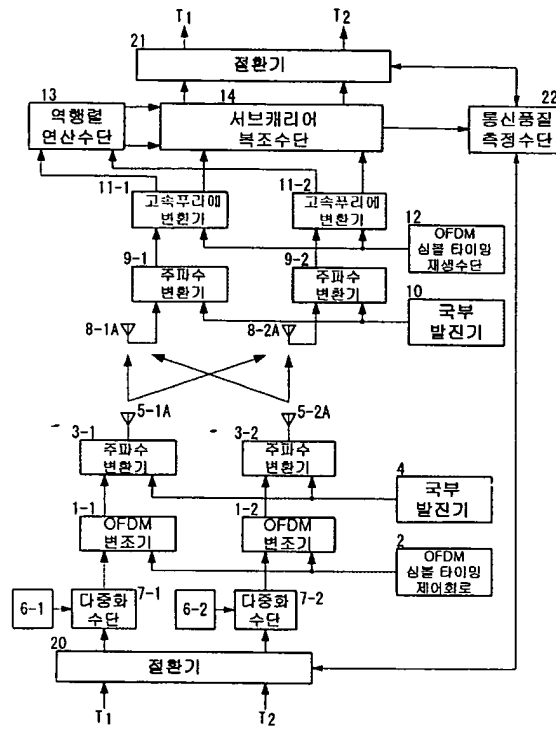
도면 6



도면 7

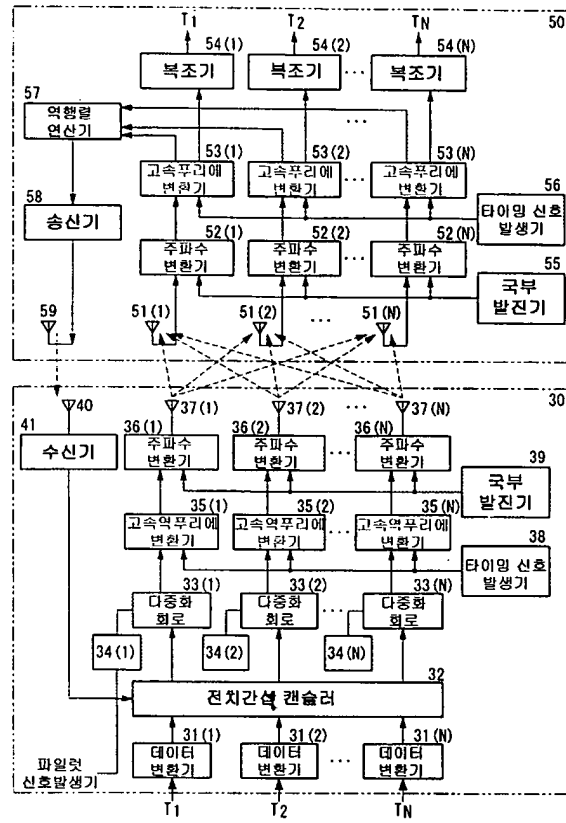


도면 8

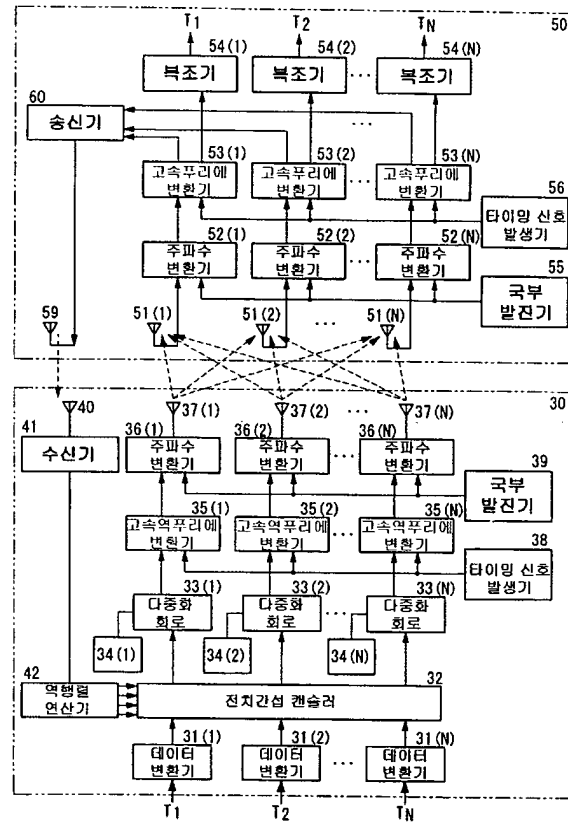




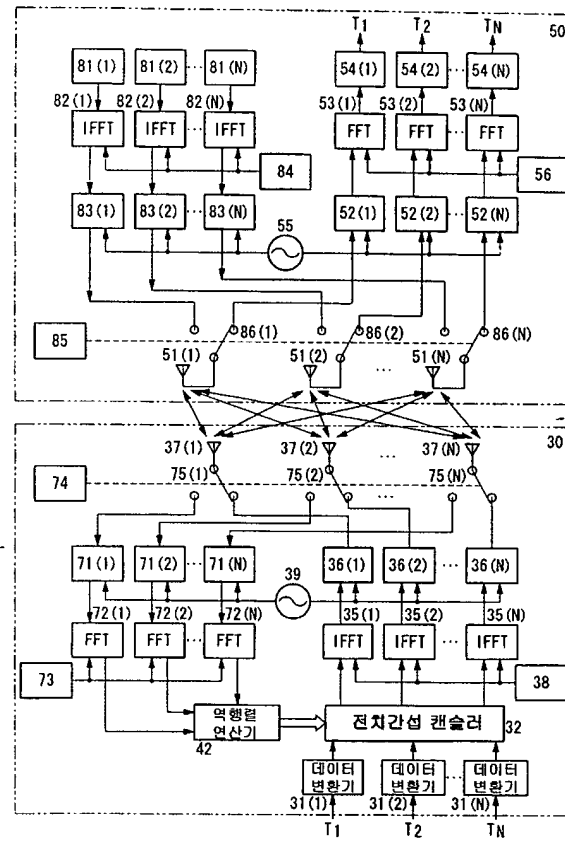
도면 9



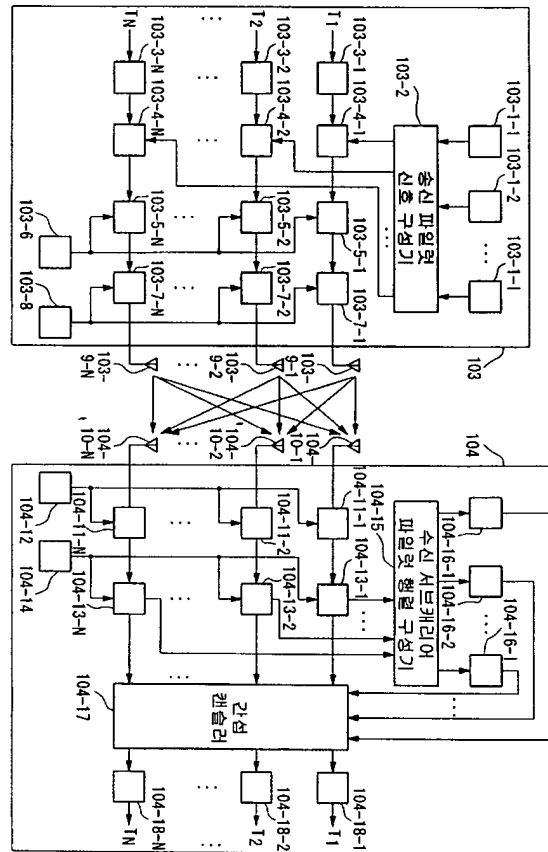
도면 10



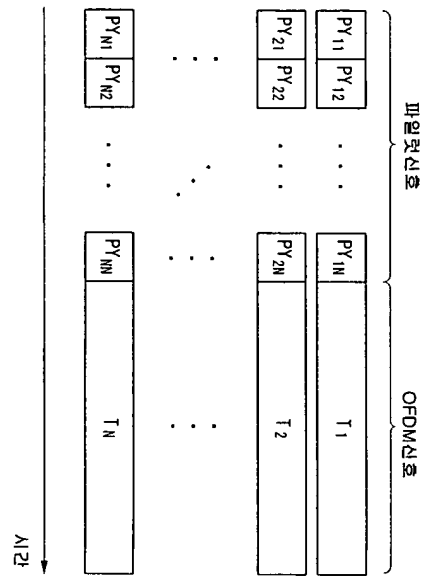
도면 11



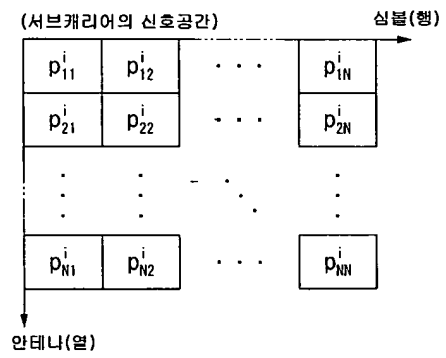
도면 12



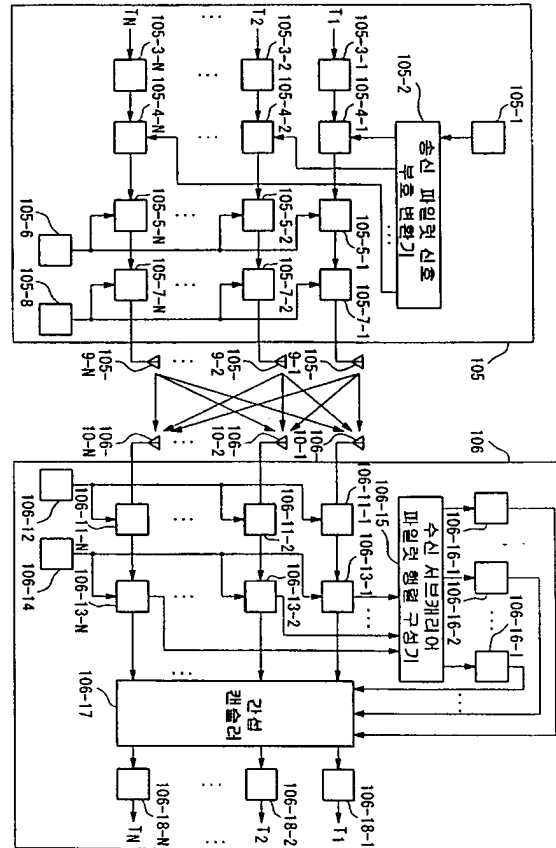
도면 13



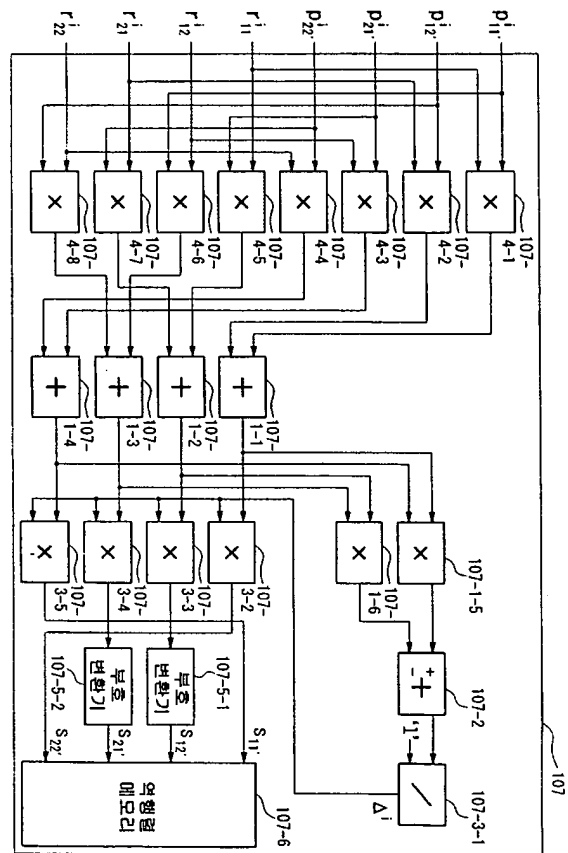
도면 14



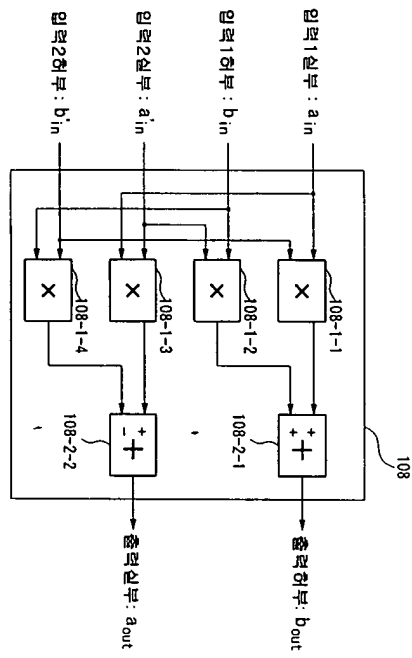
도면 15



도면 16

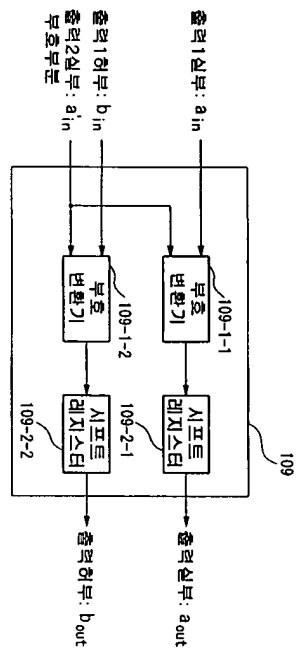


도면 17

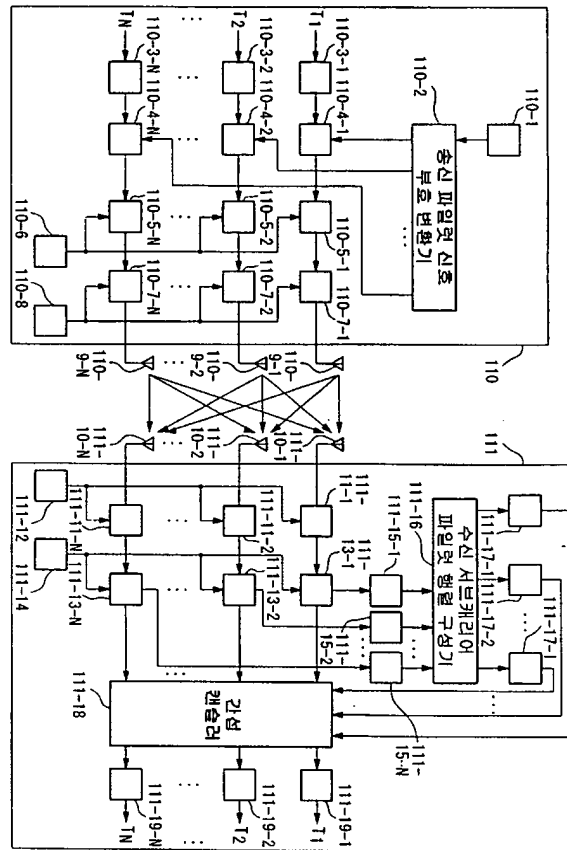




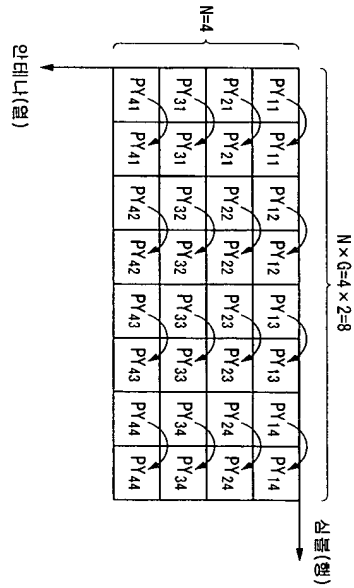
도면 18



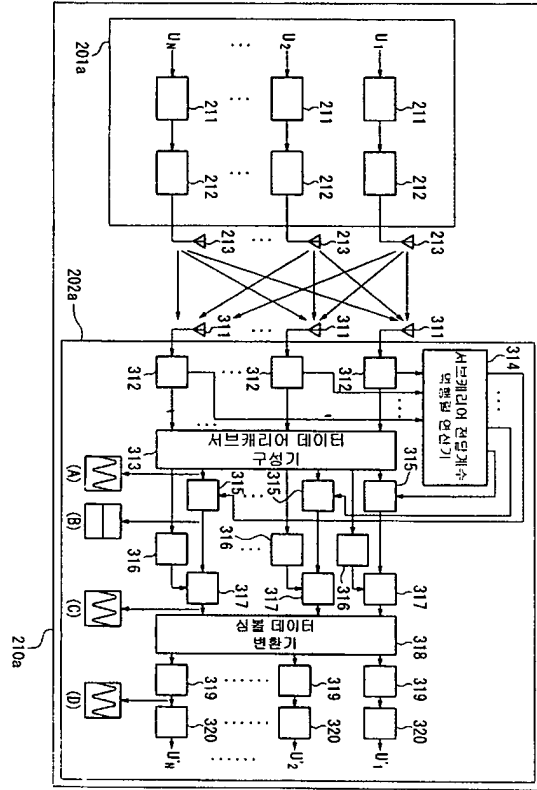
도면 19



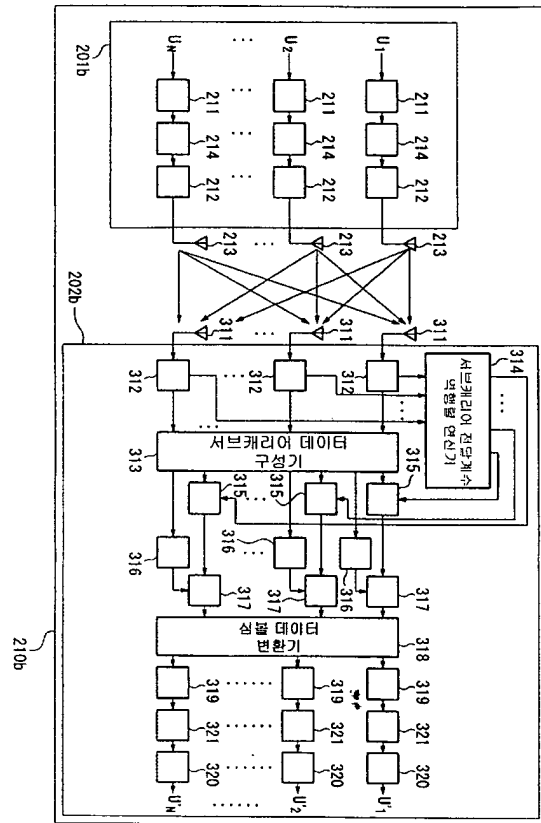
도면 20



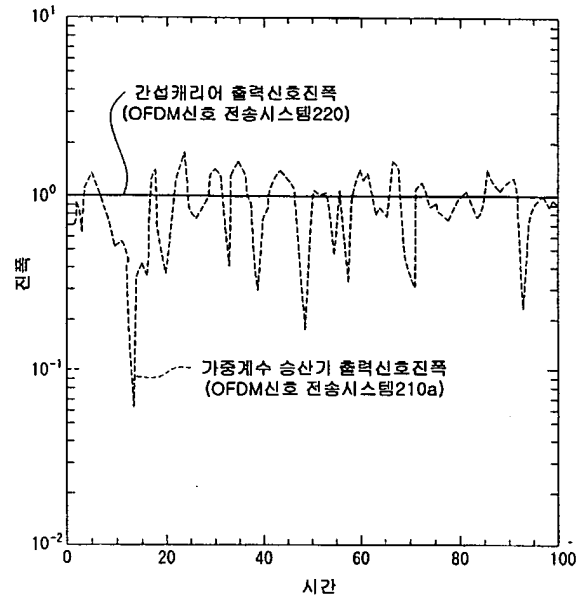
도면 21



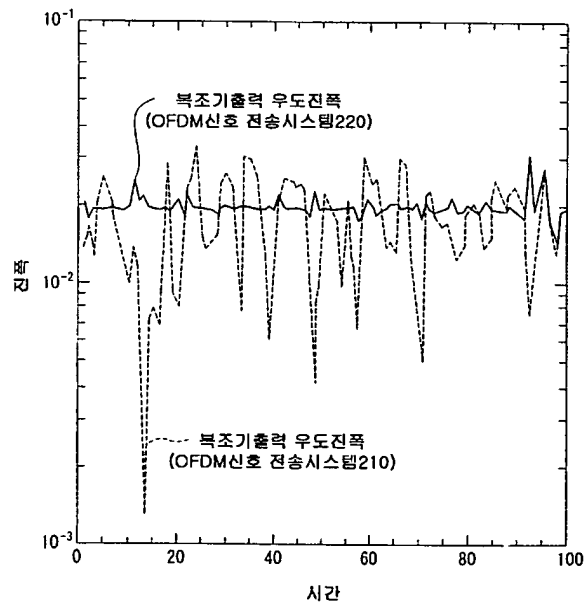
도면 22



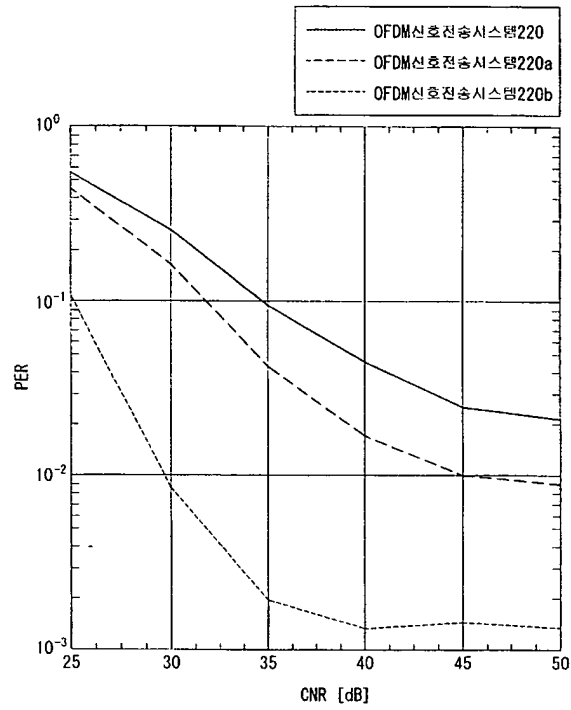
도면 23



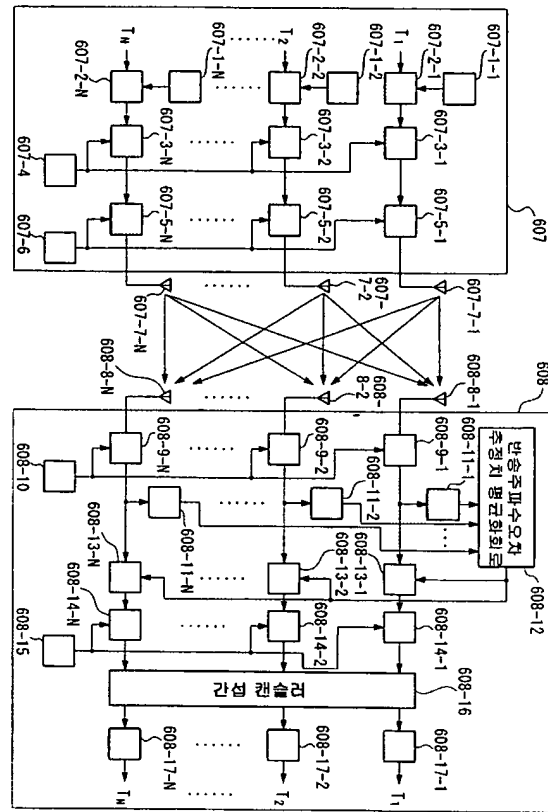
도면 24



도면 25

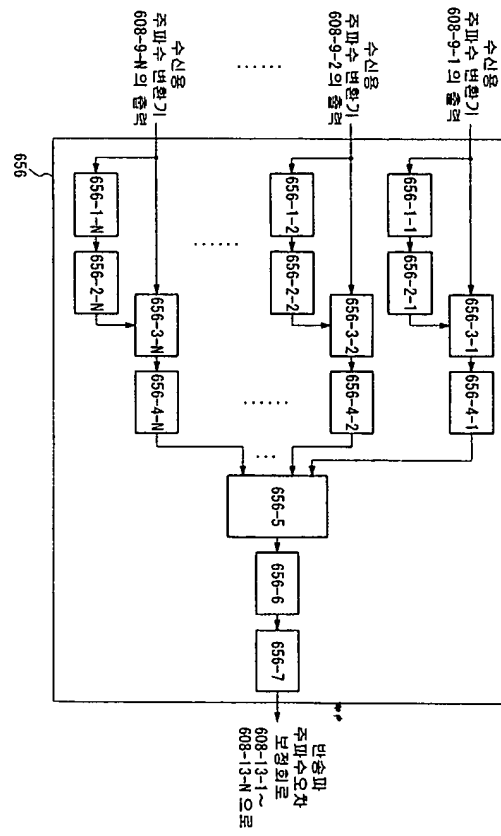


도면 26

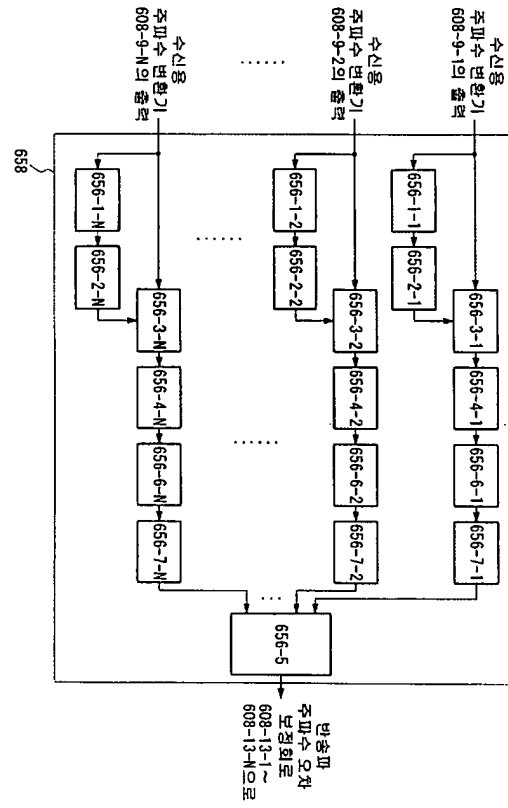




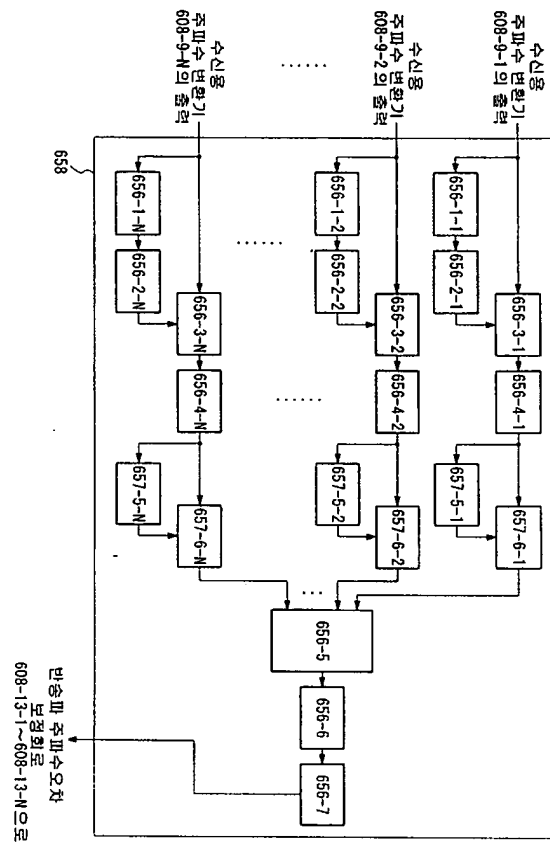
도면 27a



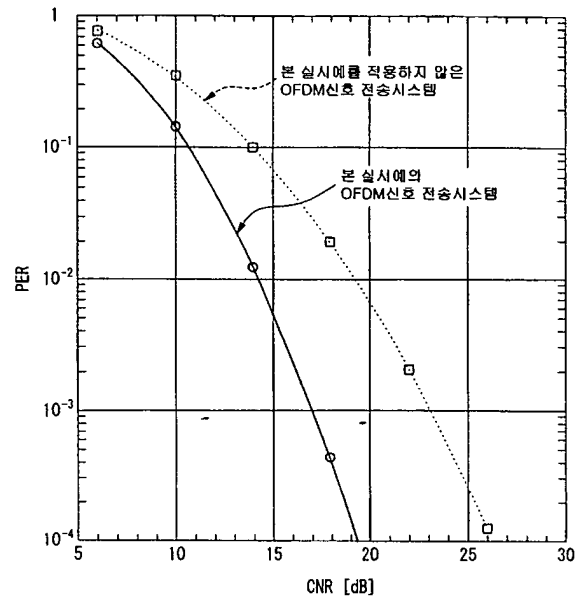
도면 27b



도면 28



도면 29

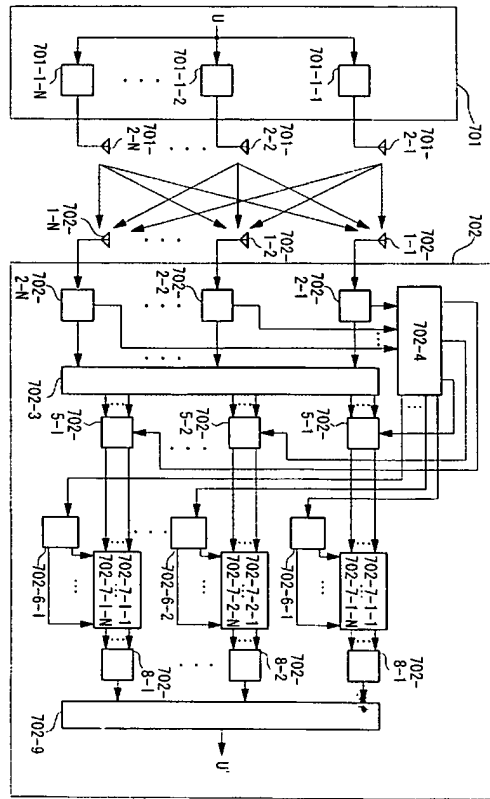


도면 30

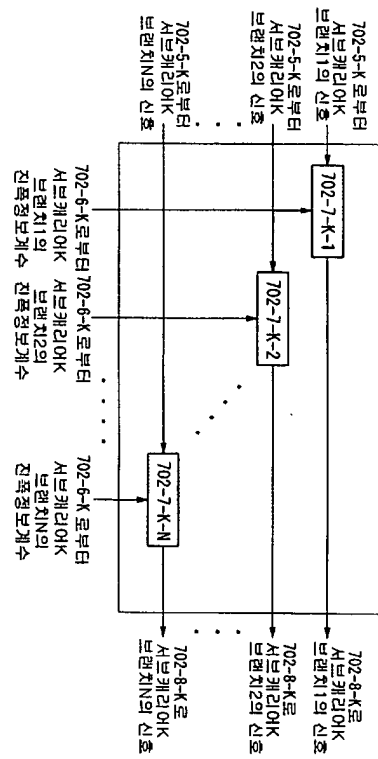
시뮬레이션 자원

FFT포인트수	64
서브캐리어수	52 (이중에서 4캐리어는 파일럿)
주파수 대역	20MHz
변조 방식	QPSK
복호화율	R=1/2(구속장7)
심볼길이	4 $\mu$ sec (이중에서 가이드 간격 800 ns)
패킷길이	54byte (9 OFDM 심볼)
통신환경	18파 멀티패스 페이딩 최대 도플러 주파수 : 50Hz 지연분산 : 50ns

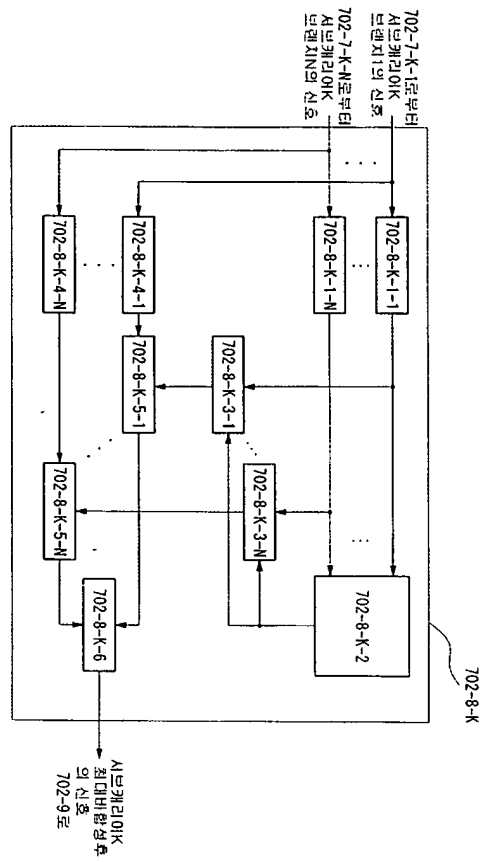
도면 31



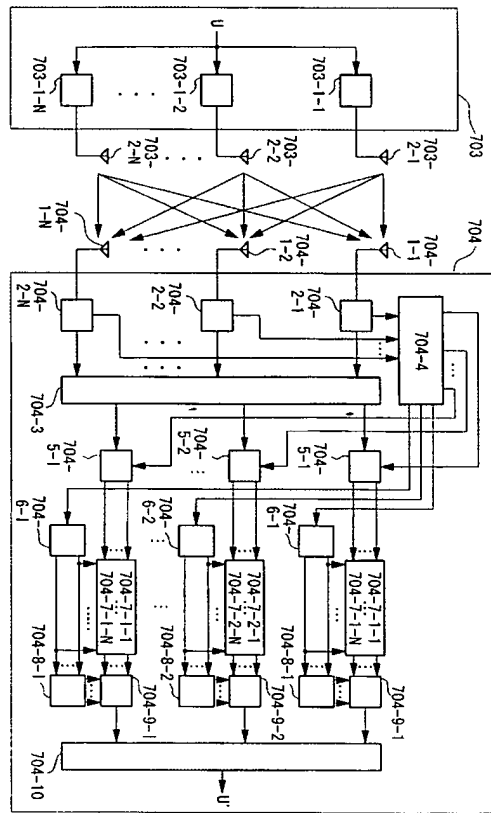
도면 32



도면 33

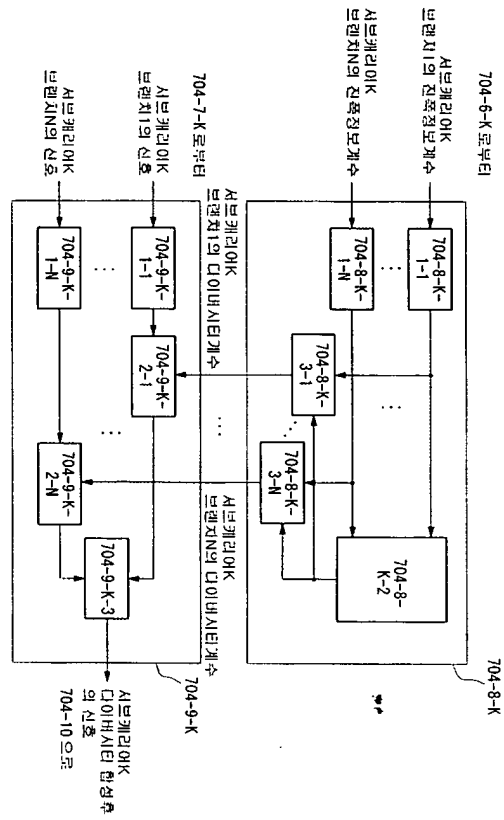


도면 34

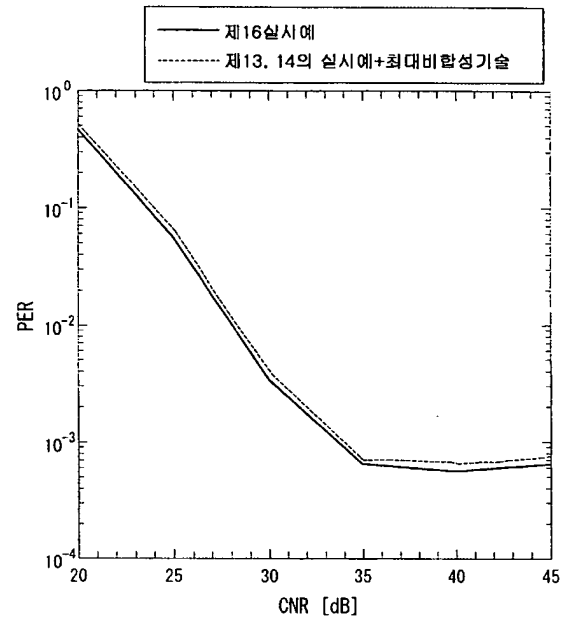




도면 35



도면 36



도면 37

